

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ZLEPŠENÍ ENERGETICKÝCH PARAMETRŮ ASYNCHRONNÍCH STROJŮ MALÉHO VÝKONU

DIPLOMOVÁ PRÁCE

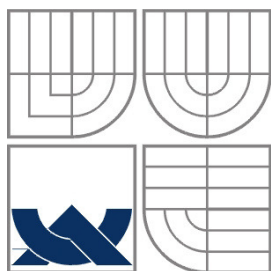
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

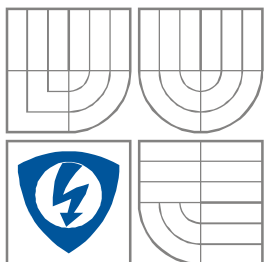
Bc. Tomáš Halfar

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ZLEPŠENÍ ENERGETICKÝCH PARAMETRŮ ASYNCHRONNÍCH STROJŮ MALÉHO VÝKONU

IMPROVEMENT POWER PARAMETER OF SMALL INDUCTION MOTORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

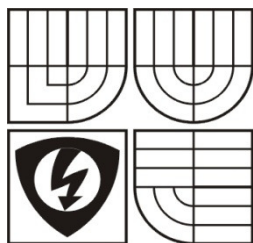
Bc. Tomáš Halfar

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

Magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Tomáš Halfar

Ročník: 2

ID: 115174

Akademický rok: 2012/13

NÁZEV TÉMATU:

Zlepšení energetických parametrů asynchronních strojů malého výkonu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zhodnoťte vybrané typy malých asynchronních motorků.
2. Analyzujte jeden konkrétní typ stroje.
3. Navrhněte způsoby zvýšení účinnosti na příkladu malého stroje.
4. Ověřte orientačním výpočtem.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího

Termín zadání: 7.9.2012

Termín odevzdání: 28.5.2013

Vedoucí projektu: prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. Díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009Sb.

Abstrakt

Diplomová práce *Zlepšení energetických parametrů asynchronních strojů malého výkonu* se zabývá problematikou snižování ztrát asynchronních motorů malého výkonu. V první části práce seznamuje s konstrukcí a principem činnosti motorů. Dále práce uvádí teoretickou problematiku ztrát a jejich měření. V praktické části práce je provedeno měření ztrát asynchronního motoru ATAS Elektromotory Náchod a.s. T22VT512 (71-0512). Z naměřených hodnot ztrát jsou navrženy způsoby zvýšení účinnosti motoru a tyto metody jsou ověřeny orientačními výpočty v programu Maxwell. Poslední část práce je věnována měření prototypového motoru firmy ATAS a porovnání dosažených hodnot ztrát a účinnosti.

Abstract

The master's thesis *Improvement power parameter of small induction motors* deals with issues of lowering the losses of small induction motors. The first part introduces with design and principles of operation of induction motors. Also introduces to theoretical problematic of losses, their lowering and measuring. In the practical part there are results of the measuring the losses in the induction motor ATAS Elektromotory Náchod a.s. T22VT512 (71-0512). There are proposed methods of increasing the efficiency of induction motor due to measuring and their verification in the Maxwell software. The last part is dedicated to measuring the losses of prototype motor from ATAS and comparison of results with previous motor.

Klíčová slova

Asynchronní stroj; dodatečné ztráty; hysterezní ztráty; Maxwell; mechanické ztráty; měděná klec; měření nakrátko; měření naprázdno; měření ztrát; obvodový model asynchronního stroje; prodloužení stroje; točivé magnetické pole; snižování ztrát; účinnost; vířivé ztráty; výkon asynchronního stroje; ztrátové číslo elektrotechnických plechů; ztráty asynchronního stroje; zatěžovací charakteristiky; ztráty ve vinutí; zvyšování účinnosti.

Keywords

Additional losses; circuit model of induction motor; copper cage; eddy losses; efficiency; hysteresis losses; improving the efficiency; induction machine; lengthening the machine; loading test; losses of induction machine; loss number of electrotechnical sheets; lowering the losses; Maxwell; mechanical losses; measurement of losses; no-load measurement; power of induction machine; rotating magnetic field; short-circuit test; winding losses.

Bibliografická citace

HALFAR, T. *Zlepšení energetických parametrů asynchronních strojů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 81 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Zvýšení účinnosti asynchronních motorů malého výkonu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

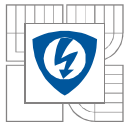
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Vítězslavu Hájkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	12
SEZNAM PŘÍLOH	12
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	13
ÚVOD	14
1 ASYNCHRONNÍ STROJE	15
1.1 PROVEDENÍ ASYNCHRONNÍCH STROJŮ	15
1.2 PRINCIP ČINNOSTI ASYNCHRONNÍCH STROJŮ	16
1.3 VZNIK TOČIVÉHO MAGNETICKÉHO POLE	17
1.4 OBVODOVÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO STROJE	18
1.5 MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA ASYNCHRONNÍHO STROJE	19
1.6 VÝKON ASYNCHRONNÍHO MOTORU	20
2 ZTRÁTY ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	21
2.1 ZTRÁTY V MAGNETICKÉM OBVODU	22
2.1.1 HYSTEREZNÍ ZTRÁTY	22
2.1.2 VÍŘIVÉ ZTRÁTY	23
2.1.3 ZTRÁTY VÍŘIVÝMI PROUDY V ELEKTROTECHNICKÝCH PLECHÁCH	25
2.1.4 ZTRÁTOVÉ ČÍSLO ELEKTROTECHNICKÝCH PLECHŮ	25
2.2 ZTRÁTY VE VINUTÍ.....	26
2.3 MECHANICKÉ ZTRÁTY.....	27
3 PŘÍDAVNÉ ZTRÁTY	28
3.1 CARTERŮV ČINITEL	28
3.2 POVRCHOVÉ ZTRÁTY NAPRÁZDNO	30
3.3 PULSAČNÍ ZTRÁTY NAPRÁZDNO.....	32
3.4 PŘÍDAVNÉ ZTRÁTY PŘI ZATÍŽENÍ.....	34



4 MĚŘENÍ ZTRÁT ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ	34
4.1 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	35
4.2 MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY MOTORU	37
5 MĚŘENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU ATAS	38
5.1 MĚŘENÍ ODPORŮ VINUTÍ	39
5.2 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	40
5.2.1 VÝPOČTY JEDNOTLIVÝCH ZTRÁT NAPRÁZDNO	40
5.3 MĚŘENÍ PŘI ZATÍŽENÍ	43
6 NÁVRHY NA SNÍŽENÍ ZTRÁT	46
6.1.1 SNÍŽENÍ ZTRÁT VE VINUTÍ	46
6.1.2 SNÍŽENÍ ZTRÁT V MAGNETICKÉM OBVODU	47
6.1.3 SNÍŽENÍ MECHANICKÝCH ZTRÁT	48
7 OVĚŘENÍ NÁVRHŮ PRO SNÍŽENÍ ZTRÁT	49
7.1 MAXWELL RMXPRT	49
7.2 MAXWELL 2D DESIGN	52
7.3 POUŽITÍ PLECHŮ S LEPŠÍM ZTRÁTOVÝM ČÍSLEM	55
7.4 PRODLOUŽENÍ MOTORU	58
7.5 ZVÝŠENÍ Činitele plnění vinutí	63
7.6 POUŽITÍ MĚDĚNÉ KLECE	66
8 MĚŘENÍ PRODLOUŽENÉHO MOTORU ATAS	69
8.1 MĚŘENÍ ODPORŮ VINUTÍ	69
8.2 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	70
8.3 MĚŘENÍ PŘI ZATÍŽENÍ	72
8.4 POROVNÁNÍ MOTORŮ S DÉLKOU 60MM A 70MM	74
9 ZÁVĚR	77
10 PŘÍLOHY:	79
LITERATURA	81



SEZNAM OBRÁZKŮ

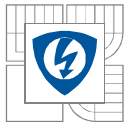
<i>Obr. 1 Třídy účinnosti pro dvoupólové asynchronní motory podle IEC 60034-30</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 2 Složení asynchronního motoru [1].....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 3 Klec nakrátko [2]</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 4 Vznik tažné síly asynchronního motoru [3]</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 5 Vznik točivého magnetického pole</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 6 Náhradní obvodový model asynchronního stroje</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 7 Momentová charakteristika [3]</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 8 Tok výkonu asynchronního motoru [3].....</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 9 Hysterezní smyčka [5].....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 10 Vířivé ztráty ve válci [5]</i>	<i>23</i>
<i>Obr. 11 Vířivé ztráty v hranolu [5]</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 12 Průběh magnetické indukce nad drážkou [9]</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 13 Průběh veličiny γ, veličiny β a veličiny σ jako funkce poměru σ/δ [9]</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 14 Průběh přidavného pole [9].....</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 15 Hodnoty koeficientů pro výpočet povrchových ztrát pomocí Spoonera [9]</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 16 Průběh magnetické indukce mezi drážkami [9].....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 17 Zapojení přístrojů pro měření asynchronního motoru</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 18 Určení průsečíku P_x pro stanovení ztrát v železe.....</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 19 Rozdělení ztrát naprázdno [7]</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 20 Schéma zapojení pracoviště.....</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 21 Schéma zapojení měřicích vstupů analyzátoru Yokogawa</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 22 Měřicí pracoviště</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 23 Určení mechanických ztrát z měření naprázdno. Graf závislosti $P=f(U^2)$</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 24 Rozdělení ztrát při měření naprázdno. Graf závislosti $\Delta P=f(U)$</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 25 Proud ve vinutí statoru při měření naprázdno. Graf závislosti $I_{avg}=f(U)$, $s=f(U)$.....</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 26 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $s=f(P_2/P_n)$.....</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 27 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\cos\varphi=f(P_2/P_n)$ a $\eta=f(P_2/P_n)$.....</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 28 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $I_1=f(P_2/P_n)$ a $P_1=f(P_2/P_n)$.....</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 29 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\Delta P=f(P_2/P_n)$</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 30 Konstrukce motoru v Maxwell RMxpert</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 31 BH charakteristika plechů M700-50A</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 32 BP charakteristika plechů M700-50A.....</i>	<i>50</i>



<i>Obr. 33 Parametry motoru v RMxpřt</i>	51
<i>Obr. 34 Porovnání závislosti $I_{ef}=f(n)$ měřeného motoru a simulace v RMxpřt</i>	51
<i>Obr. 35 Porovnání závislosti $P_2=f(n)$ pro měřený motor a simulaci v RMxpřt</i>	52
<i>Obr. 36 Detail doplnění vzduchové mezery</i>	52
<i>Obr. 37 Zvolená mesh a detail na vzduchovou mezeru a zub statoru</i>	53
<i>Obr. 38 Porovnání závislosti $I_{ef}=f(n)$ měřeného motoru a simulace v Maxwell 2D design</i>	54
<i>Obr. 39 Porovnání závislosti $P_2=f(n)$ měřeného motoru a simulace v Maxwell 2D design</i>	54
<i>Obr. 40 Nominální hodnoty účinnosti motoru v RMxpřt pro vybrané plechy</i>	55
<i>Obr. 41 Grafy závislosti $P_2=f(n)$ pro jednotlivé druhy plechů</i>	56
<i>Obr. 42 Grafy závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé druhy plechů</i>	56
<i>Obr. 43 Grafy závislosti $\Delta P_{fe}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé druhy plechů</i>	57
<i>Obr. 44 Grafy závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé druhy plechů</i>	57
<i>Obr. 45 Závislost počtu závitů N na délce motoru l</i>	58
<i>Obr. 46 Graf závislosti $P_2=f(n)$ pro jednotlivé délky motorů</i>	59
<i>Obr. 47 Graf závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé délky motorů</i>	59
<i>Obr. 48 Graf závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé délky motorů</i>	60
<i>Obr. 49 Závislost účinnosti η_n na délce motoru l</i>	60
<i>Obr. 50 Graf závislosti ztrát ve vinutí statoru pro různé délky motoru</i>	61
<i>Obr. 51 Graf závislosti ztrát ve vinutí rotoru pro různé délky motoru</i>	61
<i>Obr. 52 Graf závislosti ztrát v magnetickém obvodu pro různé délky motoru</i>	62
<i>Obr. 53 Závislost účinnosti η_n na činiteli plnění $k_{p,Cu}$</i>	63
<i>Obr. 54 Graf závislosti $P_2=f(n)$ pro jednotlivé činitele plnění</i>	64
<i>Obr. 55 Graf závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé činitele plnění</i>	64
<i>Obr. 56 Graf závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé činitele plnění</i>	65
<i>Obr. 57 Graf závislosti $\Delta P_s=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé činitele plnění</i>	65
<i>Obr. 58 Graf závislosti $P_2=f(n)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu</i>	66
<i>Obr. 59 Graf závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu</i>	67
<i>Obr. 60 Graf závislosti $\Delta P_r=f(P_2/P_n)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu</i>	67
<i>Obr. 61 Graf závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu</i>	68
<i>Obr. 62 Měřicí pracoviště při měření prodlouženého motoru</i>	69
<i>Obr. 63 Určení mechanických ztrát z měření naprázdno prodlouženého motoru</i>	71
<i>Obr. 64 Rozdělení ztrát při měření naprázdno prodlouženého motoru</i>	71



<i>Obr. 65 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\cos\varphi=f(P_2/P_n)$ a $\eta=f(P_2/P_n)$ prodlouženého motoru.....</i>	<i>73</i>
<i>Obr. 66 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $I_1=f(P_2/P_n)$ a $P_1=f(P_2/P_n)$ prodlouženého motoru.....</i>	<i>73</i>
<i>Obr. 67 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\Delta P=f(P_2/P_n)$ prodlouženého motoru.....</i>	<i>74</i>
<i>Obr. 68 Porovnání závislosti $P_2=f(n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm.....</i>	<i>75</i>
<i>Obr. 69 Porovnání závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm.....</i>	<i>75</i>
<i>Obr. 70 Porovnání závislosti ztrát $\Delta P=f(P_2/P_n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm.....</i>	<i>76</i>
<i>Obr. 71 Porovnání závislosti účinnosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm.....</i>	<i>76</i>



SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1 Příklady konstant hysterezních ztrát pro 50Hz [5]</i>	22
<i>Tab. 2 Příklady konstant vířivých ztrát pro 50Hz [5]</i>	25
<i>Tab. 3 Indexy pro Richterův vzorec [5]</i>	26
<i>Tab. 4 Konstanty pro Richterův vzorec [5]</i>	26
<i>Tab. 5 Koeficienty tření podle Liwschitze [5]</i>	28
<i>Tab. 6 Rotorová konstanta k_0 [9]</i>	31
<i>Tab. 7 Statorová konstanta k_0 [9]</i>	31
<i>Tab. 8 Šítkové údaje asynchronního motoru ATAS T22VT512 (71-0512)</i>	38
<i>Tab. 9 Seznam použitých měřicích přístrojů</i>	39
<i>Tab. 10 Naměřené hodnoty odporu vinutí</i>	39
<i>Tab. 11 Naměřené a vypočítané hodnoty z měření naprázdno</i>	40
<i>Tab. 12 Závislost skluzu a proudu na napájecím napětí při měření naprázdno</i>	42
<i>Tab. 13 Tabulka naměřených a vypočítaných hodnot měření při zatížení</i>	43
<i>Tab. 14 Porovnání jmenovitých parametrů z měření a simulací v RMxpert</i>	51
<i>Tab. 15 Vypočtené hodnoty I_{ef} a P_2 pomocí Maxwell 2D design</i>	53
<i>Tab. 16 Jmenovité hodnoty při použití měděné kotvy</i>	66
<i>Tab. 17 Porovnání parametrů původního a prodlouženého motoru</i>	69
<i>Tab. 18 Seznam použitých měřicích přístrojů</i>	69
<i>Tab. 19 Naměřené hodnoty odporů vinutí prodlouženého motoru</i>	70
<i>Tab. 20 Naměřené a vypočítané hodnoty z měření naprázdno prodlouženého motoru</i>	70
<i>Tab. 21 Tabulka naměřených a vypočítaných hodnot měření při zatížení prodlouženého motoru</i>	72
<i>Tab. 22 Porovnání naměřených jmenovitých hodnot délek motoru 60mm a 70mm</i>	74

SEZNAM PŘÍLOH

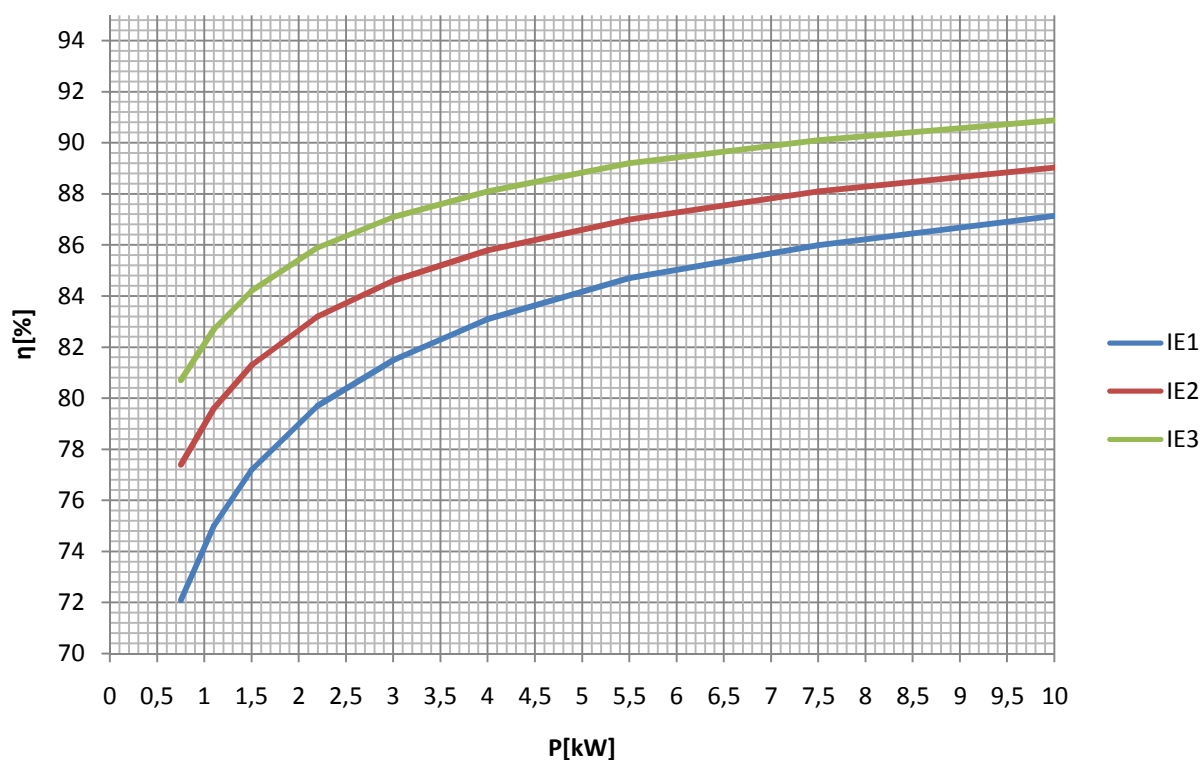
<i>Příloha 1 Průběh magnetické indukce B v zubech</i>	79
<i>Příloha 2 BH křivky vybraných plechů</i>	80
<i>Příloha 3 PB křivky při 50Hz vybraných plechů</i>	80

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

B	magnetická indukce
$\cos \phi$	účinník
f_1	frekvence sítě
f_2	frekvence v rotoru
H	intenzita magnetického pole
I_1	statorový proud
I_2	rotorový proud
k_c	Carterův činitel
m_1	počet fází
M_{mech}	mechanický moment
M_n	jmenovitý moment
n	otáčky rotoru
n_s	synchronní otáčky
P_1	příkon
P_2	mechanický výkon na hřídeli
R_1	odpor statorového vinutí
R_2	odpor rotorového vinutí
s	skluz
U_1	napájecí napětí statoru
α	činitel pólového krytí
ϕ	magnetický tok
$\Delta P_d (\Delta P_{Lr})$	dodatečné ztráty (dle normy ČSN EN 60034-2-1 (350000))
$\Delta P_{Fe} (\Delta P_{fe})$	ztráty v magnetickém obvodu (dle normy ČSN EN 60034-2-1 (350000))
$\Delta P_j (\Delta P_s, \Delta P_r)$	ztráty ve vinutí (statoru, rotoru dle normy ČSN EN 60034-2-1 (350000))
ΔP_k	ztráty na kartáčích
$\Delta P_m (\Delta P_{fw})$	mechanické ztráty (dle normy ČSN EN 60034-2-1 (350000))
ΔP_t	ztráty třením
ΔP_z	ztráty
ΔU_k	úbytek na kartáčích
η	účinnost
ω	úhlová rychlost

ÚVOD

Jedním z nejdůležitějších a v poslední době i nejsledovanějších parametrů elektrických strojů je jejich účinnost. Účinnost elektrických motorů přímo souvisí se spotřebou elektrické energie. Celosvětově spotřebují elektrické motory až 40% veškeré vyrobené elektrické energie. Z těchto důvodů se snaží evropské normy přimět výrobce elektrických motorů zvýšit jejich účinnost. Zejména kvůli velkému množství různých norem a rozdílů jak v hladinách účinností, tak i ve způsobu testování a metodách pro určení účinnosti, vypracovala mezinárodní technická komise normu IEC 60034-30, která v rámci Evropské unie sjednocuje hladiny účinností a stanovuje metody pro zjištění hodnot účinností. Norma v současné době platí pro asynchronní motory se jmenovitými výkony 750W a více, je ale pravděpodobné, že bude v blízké době rozšířena i na motory nižších výkonů. V rámci normy jsou stanoveny tři třídy: IE1 standard efficiency, IE2 high efficiency, IE3 premium efficiency (grafické znázornění pro dvoupólové asynchronní motory je uvedeno na obrázku).



Obr. 1 Třídy účinnosti pro dvoupólové asynchronní motory podle IEC 60034-30

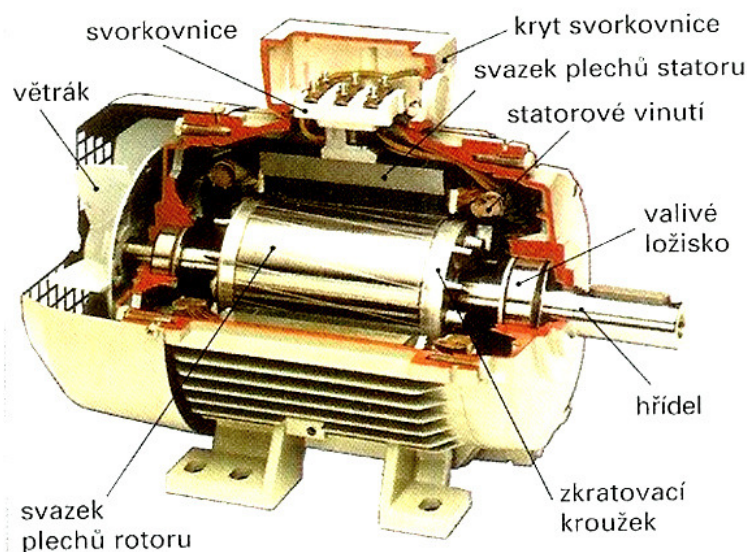
Tato práce se zabývá možnostmi snižování ztrát u asynchronních motorů malého výkonu, konkrétně na příkladu dvoupólového motoru se jmenovitým výkonem 600W firmy ATAS Elektromotory Náchod a.s. Jsou zde navrženy metody pro snížení ztrát a následně provedeny simulace v programu Maxwell. V poslední části je měřen prototypový motor, který má přepočtené některé konstrukční parametry a je porovnán s původním motorem.

1 ASYNCHRONNÍ STROJE

Asynchronní stroje, někdy také nazývané jako indukční, patří mezi stroje umožňující elektromechanickou přeměnu energie. Největší část asynchronních strojů představují asynchronní motory. Ty jsou velmi rozšířené zejména díky své jednoduché konstrukci a tím docílené vysoké spolehlivosti (nevyžadují uhlíkové kartáče). Motory se vyrábějí jak klasické s výstupním otáčivým pohybem, tak jako motory lineární umožňující přímočarý pohyb. V poslední době se po asynchronních motorech zvyšuje poptávka díky vývoji a snížení nákladů výkonové elektrotechniky ve vývoji frekvenčních měničů.

1.1 Provedení asynchronních strojů

Hlavními částmi asynchronních strojů jsou pohyblivá část (rotor) a pevná část (stator).

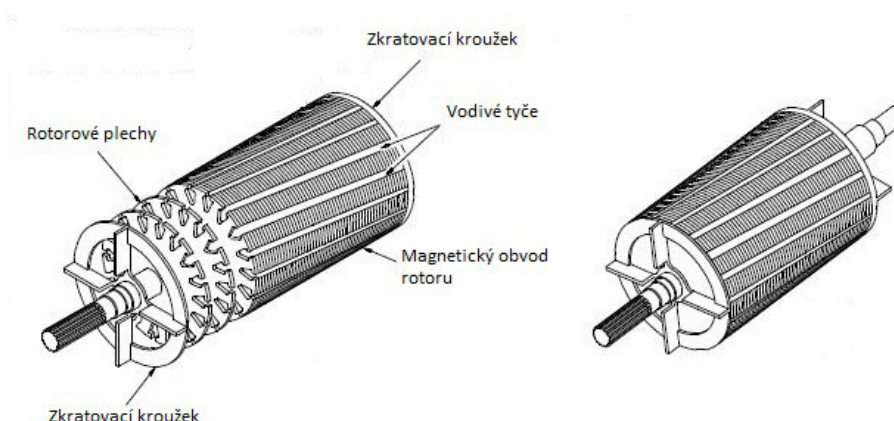


Obr. 2 Složení asynchronního motoru [1]

Stator je tvořen litinovou konstrukcí a dvěma ložiskovými štíty. Uvnitř této konstrukce je umístěn magnetický obvod statoru. Ten je tvořen magnetickými, vzájemně od sebe izolovanými, elektrotechnickými plechy. Magnetický obvod nemůže být jednodušší z důvodu omezení vířivých ztrát v železe. Na magnetickém obvodu je umístěno trojfázové (může být ale také jednofázové nebo dvoufázové) vinutí, které je napájeno ze sítě nebo přes výkonový měnič. Začátky a konce vinutí jsou vyvedeny do svorkovnice umístěné na litinové konstrukci pro snadný přístup k zapojení vinutí do hvězdy nebo trojúhelníku podle požadovaných vlastností motoru.

Rotor je tvořen také z izolovaných plechů, které jsou nalisovány na hřídeli stroje, která je umístěna v ložiscích, upevněných v ložiskových štítech, které zabraňují axiálnímu pohybu rotoru uvnitř stroje. V drážkách rotorového magnetického obvodu je umístěno rotorové vinutí. To může být tvořeno měděnými, mosaznými nebo hliníkovými tyčemi, které jsou na obou koncích spojeny zkratovacími kroužky. Tomuto vinutí se říká kotva nakrátko. U motorů malého výkonu se toto vinutí odlévá přímo spolu s větracími lopatkami z hliníku metodou tlakového lití. Tomuto vinutí se říká klec. Vinutí rotoru může být tvořeno i jako vinuté. V takovém případě se vinutí udělá jako trojfázové z izolovaných vodičů se začátky vinutí spojenými do uzlu a konci vyvedenými ke

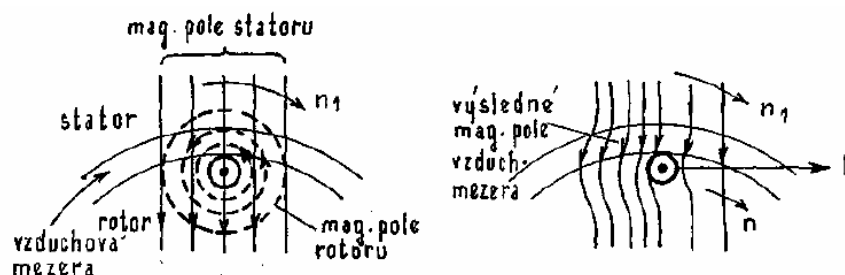
třem sběracím kroužkům. Ke kroužkům dosedají kartáče a k nim může být připojeno zařízení pro spouštění motoru nebo k regulaci otáček pomocí proměnlivých odporů. [3] [5] [6]



Obr. 3 Klec nakrátko [2]

1.2 Princip činnosti asynchronních strojů

Princip funkce asynchronních motorů je založen na jevu, kdy ke statorovému vinutí je připojeno trojfázové napájení - to vytváří točivé magnetické pole, které protíná vodiče kotvy a indukuje v nich napětí. Vodiči kotvy tedy protéká proud a tyto vodiče kolem sebe také vytváří magnetické pole. Tato dvě pole navzájem působí. Vodič dle pravidla pravé ruky vytváří magnetické pole (viz Obr. 4, kde proud směřuje směrem k nám a siločáry magnetického pole mají tedy směr otáčení hodinových ručiček). V oblasti, kde mají siločáry magnetického pole statoru i rotoru stejný směr, se výsledné magnetické pole zhuští, a naopak v oblasti, kde tato dvě magnetická pole působí proti sobě, je magnetické pole řidší. Toto hustší magnetické pole vytváří sílu ve směru do řidšího magnetického pole, vytlačuje rotor a nutí ho tak k otáčení.



Obr. 4 Vznik tažné síly asynchronního motoru [3]

Je zřejmé, že pro indukování proudu ve vodičích rotoru je třeba rozdílných otáček rotoru a magnetického pole statoru. Odtud jsou tyto stroje pojmenovány jako asynchronní - rotor nemá otáčky synchronní (stejně) s otáčkami točivého magnetického pole.

Rozdíl otáček točivého magnetického pole n_s a otáček rotoru n , vztažený na jednu otáčku točivého pole statoru, se nazývá skluz s .

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad s_{\%} = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 \quad (1.2-1)$$

Kde n_s jsou synchronní otáčky točivého magnetického pole statorového vinutí.

$$n_s = \frac{60 f_1}{p_p} \quad (1.2-2)$$

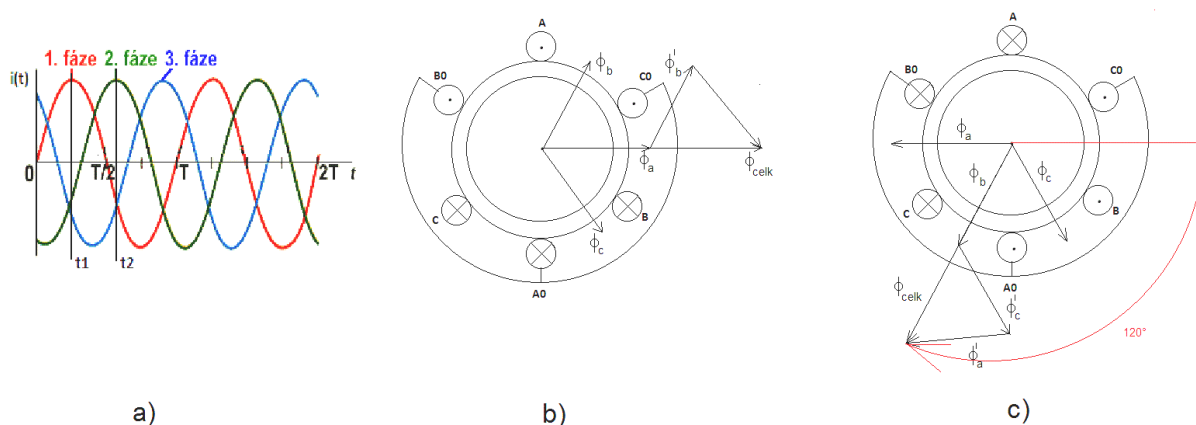
Kde f_1 [Hz] je frekvence sítě

p_p [-] je počet pólových párů vinutí statoru

[3] [5] [6]

1.3 Vznik točivého magnetického pole

Asynchronní stroj potřebuje pro svou funkci točivé magnetické pole. V případě asynchronních generátorů tvoří točivé magnetické pole otáčející se rotor, který se napájený chová jako elektromagnet. V případě asynchronního motoru je vznik točivého magnetického pole složitější. Točivé magnetické pole v tomto případě vzniká při průchodu trojfázového proudu vinutím statoru, kde jsou proudy fázově navzájem posunuty o elektrický úhel 120° . Jednotlivá fázová vinutí si můžeme představit jako tři soustředné cívky znázorněné jako jeden závit se spojenými začátky (A0, B0, C0) v jednom uzlu (zapojení do hvězdy). Jednotlivé konce a začátky vinutí jsou rozloženy po obvodu statoru tak, že konec je posunut o polovinu obvodu statoru. Při tomto uspořádání vzniknou při průchodu proudu cívkami na statoru dva magnetické póly, proto se vinutí o takovémto uspořádání říká také dvoupólové. Uspořádání cívek je patrné na Obr. 5. [3]



Obr. 5 Vznik točivého magnetického pole

Na Obr. 5 a) je znázorněný časový průběh tří fázových proudů a vyznačeny dva časové úseky, t_1 a t_2 , který je posunut o elektrický úhel 120° . Na Obr. 5 b) jsou znázorněny směry proudu jednotlivými vinutími. Jednotlivé cívky vytváří magnetické pole a vznikají rozptylové magnetické toky ϕ_A , ϕ_B , ϕ_C . Výsledný rozptylový magnetický tok ϕ_{celk} vznikne jako vektorový součet všech tří rozptylových magnetických toků. Na Obr. 5 c) je patrné, že při časovém posunutí proudů o elektrický úhel 120° se posune i výsledný rozptylový magnetický tok ϕ_{celk} .



o mechanických 120° . Tato přímá úměra platí jen u dvoupólového vinutí. Při použití vinutí s jiným počtem pólů je otočení magnetického pole menší. Úhel natočení magnetického pole je dán vztahem:

$$\alpha_m = \frac{\alpha_{el}}{p_p} \quad (1.3-1)$$

Kde $\alpha_m [^\circ]$ je úhel natočení magnetického pole

$\alpha_{el} [^\circ]$ je elektrický úhel

$p_p [-]$ je počet pólových párů vinutí statoru

Ve vinutí rotoru, které je umístěno v otáčejícím se magnetickém poli statoru, se indukuje napětí a vinutím protéká proud o malé frekvenci f_2 (přibližně 1-4 Hz). Tento proud vyvolá magnetické pole rotoru a ten je unášen rychlostí n :

$$n = n_s(1 - s) \quad (1.3-2)$$

Kde $s [-]$ je skluz

$$s = \frac{f_1}{f_2} \quad (1.3-3)$$

1.4 Obvodový model asynchronního stroje

Reálný asynchronní stroj je, podobně jako transformátor, možno nahradit náhradním obvodovým modelem, kde jednotlivé prvky představují parametry skutečného stroje. Rotorové a statorové vinutí jsou reprezentovány jako rezistor, který představuje činný odpor, a cívka, která představuje vlastní rozptylovou indukčnost vinutí. Dále je v obvodu zahrnut činný odpor R_{Fe} , který představuje ztrátovou energii vířivými proudy, a hysterezní ztráty v magnetickém obvodu a indukčnost X_m , představující hlavní reaktanci. Jelikož mají obě dvě vinutí stroje (statorové a rotorové) společný magnetický obvod, je možné přepočítat parametry jednoho vinutí na počet závitů druhého vinutí, což vede ke zjednodušení modelu a usnadnění výpočtů. Nejčastěji se převádí parametry rotorového vinutí (označené indexem $_2$) na stranu statorového vinutí (označeného indexem $_1$). Přepočtené hodnoty se značí čárkou v horním indexu. Jednotlivé odpory vinutí se musí vynásobit činitelem vinutí k_v .

Převod veličin sekundárního vinutí na stranu primárního vinutí:

$$p = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.4-1)$$

$$I'_2 = p \cdot I_2 \quad (1.4-2)$$

$$R'_2 = p^2 \cdot R_2 \quad (1.4-3)$$

$$X'_{r20} = p^2 \cdot X_{r20} \quad (1.4-4)$$

Kde $p [-]$ je převod

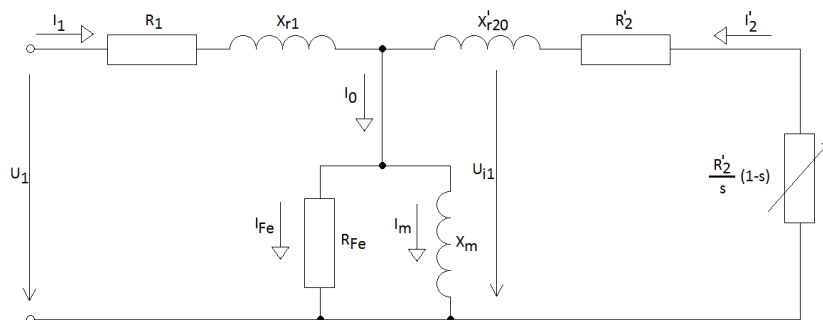
$N_1 [-]$ je počet závitů statorového vinutí

$N_2 [-]$ je počet závitů rotorového vinutí

$I_2 [A]$ je proud v rotoru

$R_2 [\Omega]$ je odpor rotorového vinutí

$X_{r20} [H]$ je rozptylová reaktance rotorového vinutí



Obr. 6 Náhradní obvodový model asynchronního stroje

Proměnný rezistor $\frac{R'_2}{s}(1-s)$ představuje proměnný odpor rotorového vinutí, který je závislý na skluzu stroje. [3] [4]

1.5 Momentová charakteristika asynchronního stroje

Moment asynchronního motoru dostaneme z následujících vztahů.

$$\omega = (\omega_1 - \omega_2) = \omega_1(1 - s) \quad (1.5-1)$$

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} \quad (1.5-2)$$

Z náhradního schématu můžeme odvodit vztah pro proud I'_2 .

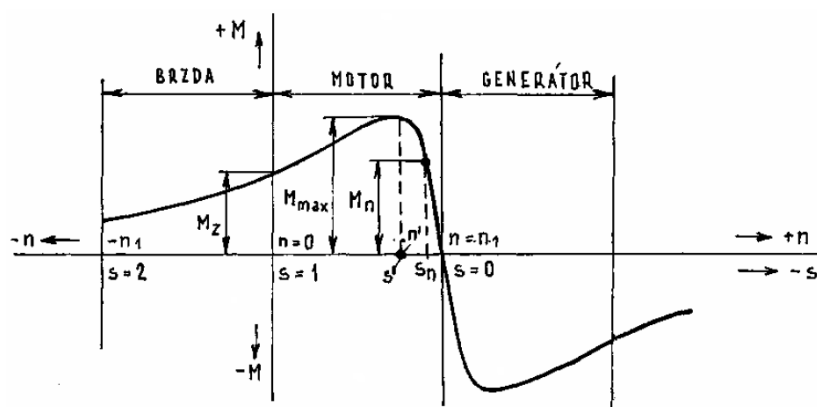
$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{r1} + X'_{r20})^2}} \quad (1.5-3)$$

Tyto rovnice dosadíme do obecného vzorce pro výpočet momentu a dostaneme vzorec pro výpočet momentu asynchronního motoru.

$$M_{mech} = \frac{P_{mech}}{\omega} \quad (1.5-4)$$

$$M_{mech} = \frac{U_1^2 \cdot m_1 \cdot p \cdot \frac{R'_2}{s}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{r1} + X'_{r20})^2 \right]} \quad (1.5-5)$$

Pomocí této rovnice můžeme do grafu vynést závislost mechanického momentu na skluzu motoru.



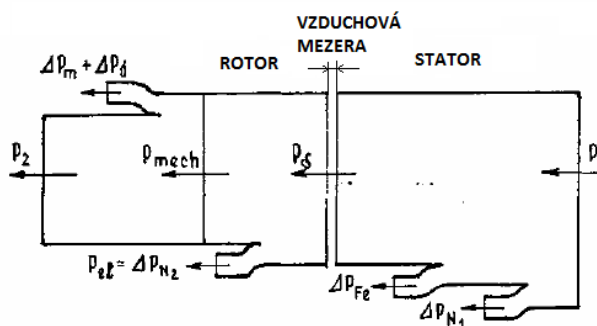
Obr. 7 Momentová charakteristika [3]

Na momentové charakteristice můžeme pozorovat, že motor je nejvýhodnější provozovat pouze v úzkém rozpětí momentů od jmenovitého M_n do maximálního M_{max} , kde je asynchronní motor stabilní. Maximální moment můžeme posouvat do oblasti většího skluzu změnou odporu rotoru R'_2 , tím ale také snížíme otáčky rotoru. Hodnota momentu M_{max} se také nazývá moment zvratu. Motor je vlevo za touto maximální oblastí nestabilní a po překročení M_{max} se motor zastaví.

Z poměru maximálního momentu k momentu jmenovitému můžeme určit momentovou přetížitelnost stroje. Ta je u běžných motorů v rozmezí $\frac{M_{max}}{M_n} \in < 1,75; 2,5 >$. [3] [4]

1.6 Výkon asynchronního motoru

Na Obr. 8 je znázorněný tok výkonu v asynchronním motoru. Tok dodaného výkonu až k užitečnému mechanickému výkonu postupuje z pravé části do levé.



Obr. 8 Tok výkonu asynchronního motoru [3]

Motor ze sítě odebírá příkon P_1 , který je dán vztahem:

$$P_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \quad (1.6-1)$$

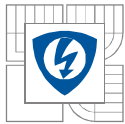
Kde P_1 [W] je činný výkon odebíraný ze sítě

m_1 [-] je počet fází

U_1 [V] je napájecí fázové napětí

I_1 [A] je proud odebíraný ze sítě

$\cos \varphi$ [-] je účinník sítě



Ztráty ΔP_{N1} představují činné ztráty, které se spotřebují na oteplení vinutí statoru, a ztráty ΔP_{Fe} jsou ztráty hysterezní a vířivými proudy v magnetickém obvodu statoru. Snížení těchto ztrát magnetického obvodu, například použitím magneticky lepšího materiálu pro výrobu statorového obvodu nebo zlepšením jeho konstrukce, vede také ke zvýšení celkové účinnosti asynchronního stroje. Přes vzduchovou mezeru se přenáší výkon P_δ . Platí:

$$P_\delta = M \cdot \omega_1 = M \cdot 2\pi \cdot \frac{f_1}{p} = M \cdot 2\pi \cdot n_1 \quad (1.6-2)$$

Ztráty ΔP_r představují elektrické ztráty v činných odporech vinutí rotoru, v případě kroužkového spouštěče u motorů s vinutým rotorem je započítán i odpor zařazených rezistorů. Platí:

$$\Delta P_r = P_\delta - P_{mech} = M(\omega_1 - \omega) \quad (1.6-3)$$

$$\Delta P_r = P_\delta \cdot s \quad (1.6-4)$$

Zbýlý výkon představuje výkon, který se přemění na mechanický výkon P_{mech} .

$$P_{mech} = M \cdot \omega \quad (1.7-5)$$

Mechanický výkon můžeme také spočítat pomocí parametrů z náhradního obvodového schématu.

$$P_{mech} = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot \frac{R_2'}{s} (1 - s) \quad (1.6-6)$$

Od mechanického výkonu se odečtou všechny ztráty mechanické ΔP_m a dodatečné ztráty ΔP_d , do kterých započteme všechny ztráty v ložiscích, ventilační ztráty a podobně. Výkon P_2 představuje zbylý mechanický výkon, který je přenesen na hřídel motoru. [3] [5] [6]

2 ZTRÁTY ASYNCHRONNÍHO MOTORU

V každém elektrickém stroji se část dodané elektrické energie přemění v energii tepelnou, kterou stroj nevyužívá a představuje ztrátovou energii stroje. Celkové ztráty stroje a jeho účinnost slouží jako ukazatel ekonomičnosti provozu stroje. V poslední době je čím dál tím víc dbáno na zvyšování účinností elektrických strojů ve spojitosti s úsporou elektrické energie, je tedy třeba při navrhování strojů brát zřetel na snižování ztrát. Bohužel se snižováním ztrát se projeví také zvyšování nákladů na vývoj a výrobu strojů, takže je zapotřebí najít rozumný kompromis mezi dobrou účinností a rozumnými náklady na výrobu motorů.

Velmi důležitým ukazatelem je účinnost stroje. Ta je dána jako poměr vyrobené užitečné mechanické energie k dodané elektrické energii, kterou stroj odebírá ze sítě. [3] [5] [6]

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_z} \quad (2.0-1)$$

Kde	P_1 [W]	je dodaný elektrický příkon
	P_2 [W]	je užitečný mechanický výkon na hřídeli stroje
	ΔP_z [W]	je součet všech ztrát v elektrickém stroji

2.1 Ztráty v magnetickém obvodu

Magnetické obvody elektrických strojů jsou vyrobeny z železných materiálů kvůli jeho mechanickým a magnetickým vlastnostem. Pokud je ale železný materiál umístěn ve střídavém magnetickém poli, vznikají v něm ztráty hysterezní a ztráty vířivými proudy. [3] [5] [6]

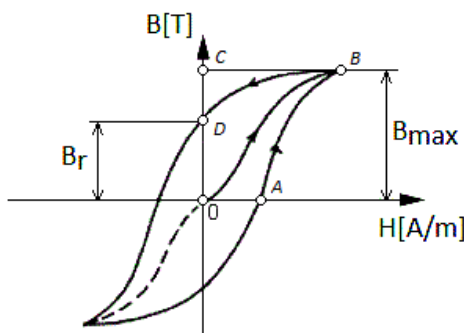
2.1.1 Hysterezní ztráty

Železný statorový obvod se magnetuje podle hysterezní smyčky (viz Obr. 9) od nulové indukce až po nejvyšší indukci B_{\max} . Energií obsaženou v jednotce objemu dostaneme ze vztahu:

$$W_1 = \int H \cdot dB \quad (2.1.1-1)$$

Kde B [T] je magnetická indukce

H [A/m] je intenzita magnetického pole



Obr. 9 Hysterezní smyčka [5]

Při magnetizaci se do jednotky objemu přivede energie daná plochou 0ABC. Při odsmagnetování na remanentní indukci B_r se do sítě vrací energie daná plochou BCD. V jednotce objemu se tedy ztratí energie daná plochou OABD. Tato ztrátová energie je úměrná kmitočtu. Za jeden kmit je ztrátová energie dána plochou smyčky, za každý kmit jsou hysterezní ztráty stejné. Závislost ztrát na indukci je dána Steinmetzovým empirickým exponentem, který se pohybuje v rozmezí 1,4 až 1,8. Exponent je vyšší s větším sycením železa. Pro obvyklé indukce nad 1,2 T lze použít exponentu 2 a usnadnit tak výpočet hysterezních ztrát v jednotkovém objemu:

$$p_h = c_h \cdot f \cdot B^2 = k_h \cdot B^2 \quad (2.1.1-2)$$

Konstanta k_h je určena pro každý kmitočet a každou tloušťku plechů. Pro frekvenci 50Hz a objem 1kg má uvedené v Tab. 1. [3] [5] [6]

Plech	Ztrátové číslo [W/kg]	k_h
dynamový 0,5 mm	3,6	2,2
dynamový 0,5 mm	2,6	1,5
transformátorový 0,35 mm	1,25	1,2

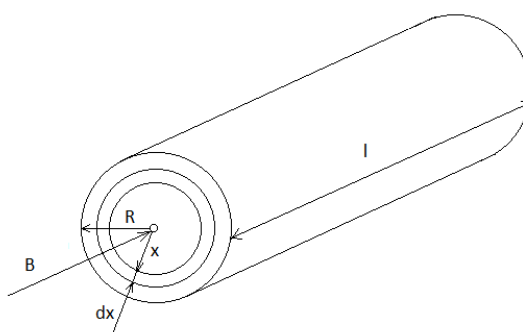
Tab. 1 Příklady konstant hysterezních ztrát pro 50Hz [5]

2.1.2 Vířivé ztráty

Vířivé proudy vznikají v každém elektricky vodivém materiálu, který je umístěn v proměnlivém magnetickém poli. Vířivé ztráty u asynchronních motorů vznikají zejména v magnetických obvodech statoru a rotoru složených z elektrotechnických plechů. Ve vodivých plechách se vlivem točivého magnetického pole indukuje proud, který protéká plechem a mění se na tepelnou ztrátovou energii. Pro omezení vířivých ztrát se magnetické obvody vyrábí ze vzájemně izolovaných plechů, aby se omezil vznik těchto proudů. V ideálním případě by bylo zapotřebí sestavit magnetický obvod z elektricky nevodivého materiálu.

Zanedbáme-li vliv zpětného působení proudu na rozdělení magnetického toku, můžeme závislost vířivých ztrát na rozměrech odvodit pro dva základní tvary - válec a hranol. [3] [5] [6]

2.1.2.1 Vířivé ztráty ve válci



Obr. 10 Vířivé ztráty ve válci [5]

Válcem o poloměru R a délky l prochází ve směru osy magnetický tok o indukci B . Uvnitř kruhu o poloměru x je magnetický tok:

$$\phi = \pi x^2 B \quad (2.1.2.1-1)$$

Elektromotorická síla indukovaná v elementárním kruhovém vodiči poloměru x má efektivní hodnotu:

$$e = \pi \sqrt{2} \phi f = \pi^2 \sqrt{2} x^2 B f \quad (2.1.2.1-2)$$

Odpor kruhového elementu vymezeného elementární vzdáleností dx vypočteme dle vzorce:

$$r = \frac{\rho 2 \pi x}{l dx} \quad (2.1.2.1-3)$$

Ztráty vířivými proudy v celém válci potom jsou:

$$P_e = \int_0^R \frac{e^2}{r} = \int_0^R \frac{1}{\rho} \pi^3 x^3 f^2 B^2 l dx = \frac{\pi^3}{4 \rho} l R^4 f^2 B^2 \quad (2.1.2.1-4)$$

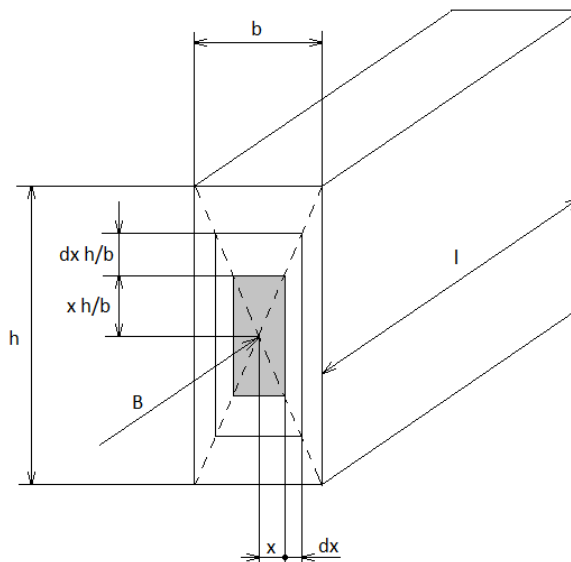
Měrné ztráty na jednotku objemu válce jsou:

$$p_e = \frac{P_e}{\pi R^2 l} = \frac{\pi^2}{4 \rho} R^2 f^2 B^2 \quad (2.1.2.1-5)$$

Ze vzorce pro měrné vířivé ztráty je zřejmé, že ztráty závisí na druhé mocnině poloměru válce, frekvence a magnetické indukci. Nepřímo závisí na měrném odporu použitého materiálu. Vířivé ztráty tedy můžeme zmenšit rozdělením většího objemu na několik vzájemně od sebe izolovaných menších elementů, a tedy snížením poloměru R . Dále se využívá přidání přísad křemíku do železa a tím způsobeného zvětšení měrného odporu z hodnoty $0,13 \cdot 10^{-6} \Omega \text{m}$ až na

hodnotu $0,6 \cdot 10^{-6} \Omega \text{m}$. Zároveň se ale přidáním křemíku stane železo křehčím a je tedy po přidání většího množství v elektrotechnické praxi nepoužitelné. [5]

2.1.2.2 Vířivé ztráty v hranolu



Obr. 11 Vířivé ztráty v hranolu [5]

Pro následující úvahy uvažujeme hranol o průřezu bh a délce l . Ve směru osy na něj působí magnetická indukce B . Elementární magnetický tok pro vlákno, probíhající ve vzdálenosti x od středu průřezu, je:

$$\phi = x^2 \frac{h}{b} B \quad (2.1.2.2-1)$$

V tomto vlákne se indukuje elektromotorická síla:

$$e = \pi \sqrt{2} \phi f = 4 \pi^2 \sqrt{2} x^2 \frac{h}{b} B f \quad (2.1.2.2-2)$$

Můžeme vypočítat odpor proudového vlákna:

$$r = 4 \rho \frac{x}{l dx} \frac{h}{b} \left(1 + \frac{b^2}{h^2}\right) \quad (2.1.2.2-3)$$

Pro celý hranol potom platí:

$$P_e = \int_0^{\frac{b}{2}} \frac{e^2}{r} = \int_0^{\frac{b}{2}} \frac{32 \pi^2 f^2 B^2 \frac{h}{b} l}{4 \rho \left(1 + \frac{b^2}{h^2}\right)} x^2 dx = \frac{\pi^2 h b^3 l f^2 B^2}{8 \rho \left(1 + \frac{b^2}{h^2}\right)} \quad (2.1.2.2-4)$$

Měrné ztráty pro jednotkový objem hranolu:

$$p_e = \frac{P_e}{b h l} = \frac{\pi^2 b^2 f^2 B^2}{8 \rho \left(1 + \frac{b^2}{h^2}\right)} \quad (2.1.2.2-5)$$

Vířivé ztráty v hranolu jsou tedy přímo závislé na čtverci frekvence, indukce a hlavně na čtverci nejmenšího rozměru b , který je postavený kolmo na směr indukce. Právě zmenšování rozměru b se používá při konstrukci magnetických obvodů střídavých elektrických strojů tak, že obvod je sestaven z většího počtu vzájemně od sebe izolovaných elektrotechnických plechů o co nejmenší tloušťce. Dále jsou ztráty nepřímo úměrné měrnému odporu materiálu. [5]

2.1.3 Ztráty vířivými proudy v elektrotechnických plechách

Ve skutečnosti se vířivé ztráty značně zmenší vlivem tlumení ve ferromagnetickém materiálu.

Pro plech určité tloušťky a měrného odporu se jednotková ztráta vířivými proudy na jednotku objemu nebo váhy určí:

$$p_e = c_e f^2 B^2 = k_e B^2 \quad (2.1.3-1)$$

Konstanta k_e je určena pro každý kmitočet a každou tloušťku plechů. Pro frekvenci 50Hz a objem 1kg má hodnoty uvedené v Tab. 2. [5]

Plech	Ztrátové číslo [W/kg]	k_e
dynamový 0,5 mm	3,6	1,4
dynamový 0,5 mm	2,6	1,1
transformátorový 0,35 mm	1,25	0,1

Tab. 2 Příklady konstant vířivých ztrát pro 50Hz [5]

2.1.4 Ztrátové číslo elektrotechnických plechů

Pod pojmem ztrátové číslo se skrývá měrná ztráta v jednom kg plechů při frekvenci 50Hz a indukci 1T. Její hodnota se určí jako součet měrných hysterezních a vířivých ztrát.

$$p_1 = p_h + p_e = c_h f + c_e f^2 = k_h \cdot B^2 + k_e \cdot B^2 \quad (2.1.4-1)$$

Skutečná závislost mezi ztrátami a indukcí ale neroste přesně podle druhé mocniny indukce, proto se s výhodou při výpočtech používá magnetizačních křivek nebo tabulek, v nichž je jednotková ztráta dána v závislosti na indukci.

Ztráty u elektrotechnických plechů lze snížit příměsí křemíku, je ale třeba brát zřetel na to, že s příměsí křemíku plechy velmi křehnou a lámou se, proto se ztráty nesnižují příměsemi křemíku, ale používá se tenčích plechů nebo plechů magneticky orientovaných.

Magneticky orientované plechy vznikají válcováním za studena ve směru, v němž bude jádrem procházet magnetický tok. U orientovaných plechů je magnetický odpor ve směru válcování podstatně menší a elektrický odpor napříč směru válcování je zase podstatně větší. Takový magneticky orientovaný proud má tedy nižší hysterezní a vířivé ztráty. Jeho ztráty v železe jsou až třikrát menší a má menší magnetizační proud. Takové magneticky orientované plechy se s výhodou používají u transformátorů, kde lze orientaci v jednom směru využít.

U točivých strojů již magneticky orientované plechy nemají své opodstatnění, protože magnetické pole je zde točivé a s časem se mění směr magnetického toku. To znamená, že by se orientovaného válcování využilo pouze v malém okamžiku a v malé části magnetického obvodu stroje. Také výpočet vířivých ztrát nelze snadno matematicky vyjádřit, často se tedy pro výpočet užívá empiricky zjištěných činitelů.

Na ztráty má také velký vliv homogenita magnetického pole. Magnetické pole u elektrických strojů nebývá často homogenní. Obvykle se magnetické pole zředňuje nebo zhušťuje podle tvaru magnetického obvodu. Pouze v krátkých úsecích magnetického obvodu transformátorů nebo v pólových nástavcích točivých strojů bývá pole téměř homogenní. Ztráty jsou nejmenší, pokud bychom měli ve všech místech magnetického pole homogenní rozložení magnetické indukce. V místech s hustším magnetickým polem se ztráty zvětšují, a naopak v místech s řidším

magnetickým polem ztráty lehce klesnou. Při ohybu magnetických siločar dochází zároveň v jedné části magnetického obvodu ke zředění pole a v druhé části ke zhuštění pole. Celkové ztráty jsou ale i přes snížení ztrát v části s řidším polem větší, než u homogenního pole, protože ztráty jsou závislé na čtverci magnetické indukce. Uvažujeme-li tedy, že v místech s hustším polem je indukce větší než 1 a v místech s řidším polem menší než jedna, zjistíme, že druhá mocnina čísla většího než 1 roste rychleji, než klesá druhá mocnina čísel menších než 1. [5] [6]

Protože může být průřez magnetického obvodu komplikovaného tvaru, v praxi se neprovádí výpočty pro každý průřez zvlášť, ale používá se empirických vzorců, které platí vždy jen pro určitý druh stroje a pro určité technické zpracování plechů. Pro točivé stroje se užívá tzv. Richterův vzorec pro výpočet ztrát:

$$\Delta P_{Fe} = G_z(a p_{hz} + b p_{ez}) + G_j(c p_{hj} + d p_{ej}) \quad (2.1.4-2)$$

Kde G [kg] je hmotnost

p [W/kg] jsou jednotkové ztráty

index	Značení
h	hysterezní ztráty
e	vířivé ztráty
z	Zuby
j	Jho

Tab. 3 Indexy pro Richterův vzorec [5]

konstanta	stejnsměrné stroje	střídavé stroje
a	1,2	1,2
b	3	1,5
c	2	2
d	2,3	1,8

Tab. 4 Konstanty pro Richterův vzorec [5]

2.2 Ztráty ve vinutí

Ztráty ve vinutí elektrických strojů představují energii, která se vlivem průchodu elektrického proudu vodičem o určitém odporu přemění na teplo. Tyto ztráty nejsou závislé na použité frekvenci napájení stroje, pouze na druhé mocnině efektivní hodnoty proudu, tekoucího vodičem a na odporu vodiče. Tyto ztráty se také nazývají Jouleovy ztráty.

$$\Delta P_j = n R I^2 \quad (2.2-1)$$

Kde R [Ω] je odpor vinutí jedné fáze $R = \rho \frac{l}{S}$ (2.2-2)

n je počet fází

Můžeme také vycházet ze známé proudové hustoty a počítat ztráty ve vinutí podle vzorce:

$$\frac{\Delta P_j}{V_{Cu}} = \rho \cdot \sigma^2 \quad (2.2-3)$$

$$\Delta P_j = V_{Cu} \cdot \rho \cdot \sigma^2 \quad (2.2-4)$$

Při použití tohoto vzorce musíme uvažovat také činitel plnění pro použitý vodič vinutí. Dostaneme tedy výsledný vzorec:

$$\Delta P_j = V_{Cu} \cdot k_{p,Cu} \cdot \rho \cdot \sigma^2 \quad (2.2-5)$$

Kde $V_{Cu} [m^3]$ je objem vinutí
 $k_{p,Cu} [-]$ je činitel plnění použitého vodiče
 $\sigma [A/m^2]$ je proudová hustota ve vinutí

Je tedy zřejmé, že ztráty ve vinutí můžeme omezit použitím co nejlepšího vodivého materiálu nebo zvětšením průřezu použitého vodiče. Při zvětšení průřezu vodiče ale musíme dát pozor, zda úprava drážky nebude negativně zasahovat do magnetického obvodu.

Jouleovy ztráty se pohybují podle výkonu elektrického stroje v rozmezí 1,6 až 8% z celkového výkonu stroje.

Mezi elektrické ztráty můžeme dále zařadit ztráty v kluzných kontaktech (například při použití rotoru s vinutou kotvou). Tyto ztráty ale není možné určit přesně, protože odpor kartáčů se mění v závislosti režimu práce, tlaku kartáčů a stavu kontaktní plochy. Přibližně je můžeme určit jako součin úbytku napětí a proudu, který teče kartáči. [3] [5] [6]

$$\Delta P_k = \Delta U_k I \quad (2.2-6)$$

Kde $\Delta U_k [V]$ je úbytek napětí na kartáčích
 $I [A]$ je proud, procházející kartáči

2.3 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty můžeme rozdělit podle dvou hlavních způsobů vzniku na ztráty způsobené třením a ventilační ztráty.

Ztráty třením vznikají v ložiscích a třením kartáčů na kroužcích při použití vinuté kotvy kroužkového motoru. Obecný vztah pro výpočet ztrát třením v ložiscích je:

$$\Delta P_t = F f v \quad (2.3-1)$$

Kde $F [N]$ je síla působící na ložisko
 $f [-]$ činitel tření

Koeficient tření f můžeme pro předběžný návrh stanovit empirickým Falzovým vzorcem:

$$f = 0,000472 \sqrt{\frac{n}{p_s}} \quad (2.3-2)$$

Kde $p_s [kg/cm^2]$ je měrný tlak na projekci čepu $p_s = \frac{F}{dl}$ (2.3-3)
 $n [min^{-1}]$ jsou otáčky stroje

Koeficient tření můžeme také určit pomocí předem empiricky stanovených hodnot, například podle Liwschitze:

	$f[-]$
Pánve - kluzná ložiska	0,005 v běhu; 0,25 při rozběhu
válečková ložiska	0,002-0,003
kuličková ložiska	0,001-0,002

Tab. 5 Koeficienty tření podle Liwschitze [5]

Ztráty ventilační jsou dány především výkonem potřebným pro pohon ventilátoru. Mechanická účinnost obvyklých radiálních ventilátorů je v rozmezí 15 – 20%.

Mezi mechanické ztráty patří také ztráty třením rotoru o vzduch ve vzduchové mezeře a ventilační ztráty způsobené účinkem ostatních částí rotoru (např. přívody ke kroužkům). Tyto ztráty se obvykle odhadují podle provedení stroje. [5] [6]

3 PŘÍDAVNÉ ZTRÁTY

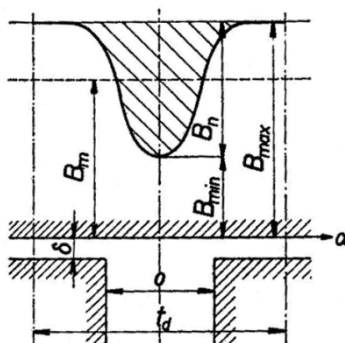
Přídavné (nebo také dodatečné) ztráty v asynchronních motorech je velmi obtížné určit. Zpravidla se hodnota těchto ztrát určuje orientačně jako 0,5% - 2% z celkového příkonu stroje. Tato hodnota byla zjištěna za pomoci měření na asynchronních strojích a zohledňuje tak přibližně reálný poměr dodatečných ztrát k ostatním ztrátám.

Dodatečné ztráty vznikají zejména pulzací magnetického pole ve vzduchové mezeře způsobené drážkami statoru a rotoru. Mezi tyto ztráty mohou být zařazeny povrchové ztráty naprázdno a pulsační ztráty naprázdno.

Dále se do dodatečných ztrát počítají i ztráty vzniklé vlivem skinefektu, které se objevují ve vodičích statorového vinutí při používání motorů na vysokých frekvencích. Tento jev je možné odstranit použitím lanových vodičů, kde je místo jednoho vodiče s velkým průřezem použit vodič z několika paralelně spojených vodičů s podstatně menším průřezem. [9]

3.1 Carterův činitel

Asynchronní stroj má pro uložení vinutí na statoru a rotoru drážky v magnetickém obvodu. Kdyby měl stroj hladký rotor i stator, byla by hodnota magnetické indukce podél celého obvodu všude stejná. Jelikož má ale asynchronní stroj drážky pro uložení vinutí, klesá v místě drážky magnetická indukce z maximální hodnoty B_m na hodnotu B_{min} . Indukce u drážky je závislá na vzduchové mezeře δ , otevření drážky α a drážkové rozteči t_d . Potom střední hodnota celkové magnetické indukce klesá z hodnoty B_{max} na hodnotu B_s . Střední hodnota odpovídá fiktivnímu zvětšení vzduchové mezery o přírůsteky ze všech drážek z hodnoty δ na hodnotu δ' .



Obr. 12 Průběh magnetické indukce nad drážkou [9]

$$\delta' = k_c \delta \quad (3.1-1)$$

$$B_s = \frac{B_{max}}{k_c} \quad (3.1-2)$$

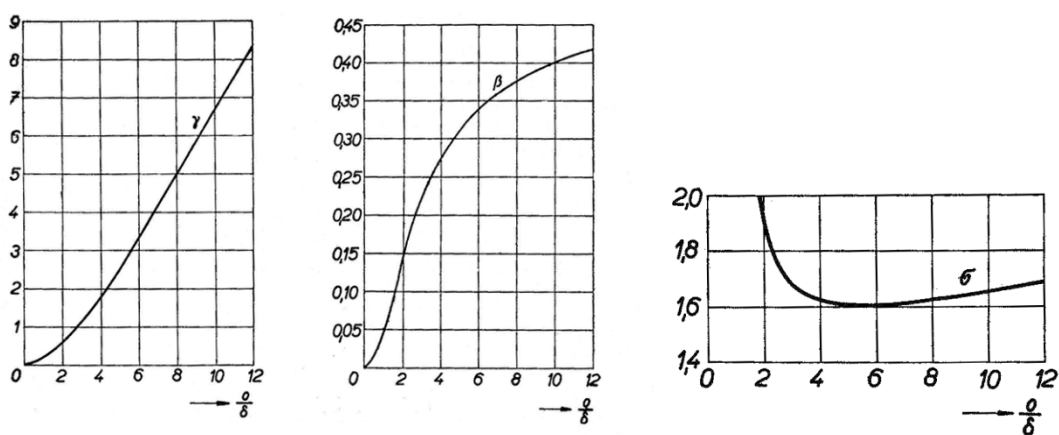
Činitel k_c se nazývá Carterův činitel. Tento činitel vychází z předpokladu nekonečně hluboké drážky o nekonečné rozteči drážky v materiálu s nekonečnou permeabilitou.

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma \delta} \quad (3.1-3)$$

Kde koeficient γ je funkcí poměru otevření drážky ke vzduchové mezeře.

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{o}{2\delta} \arctg \frac{o}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{o}{2\delta} \right)^2} \right\} \quad \text{při } \frac{o}{\delta} > 1 \text{ můžeme vztah zjednodušit na: } \gamma = \frac{\left(\frac{o}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{o}{\delta}}$$

Koeficient γ je také možné přibližně určit z grafu.


 Obr. 13 Průběh veličiny γ , veličiny β a veličiny σ jako funkce poměru o/δ [9]

Pomocí veličiny β a σ , které jsou také funkcí poměru o/δ , je možné určit amplitudu poklesu magnetické indukce v ose drážky B_n a s ním související pokles magnetického toku drážkovou roztečí $\Delta\phi$.

$$B_n = 2\beta B_{max} \quad (3.1-4)$$

$$\Delta\phi = \sigma \frac{o}{2} B_n \quad (3.1-5)$$

Ve skutečnosti je ale předpoklad nekonečné rozteče nepřesný a v některých případech vede ke značným chybám. Proto se zavádí korekce Carterova činitele. Pro oblast s $o/\delta < 12$ platí následující vztah:

$$k_c = \frac{t_d}{t_d + \delta - \frac{3}{4}o} \quad (3.1-6)$$

Velmi přesných výsledků lze také dosáhnout pomocí Weberova výpočtu Carterova činitele.

$$k_c = \frac{B_{max}}{B_s} = \frac{t_d}{t_d - 1,6\beta o} \quad (3.1-7)$$

[9]

3.2 Povrchové ztráty naprázdno

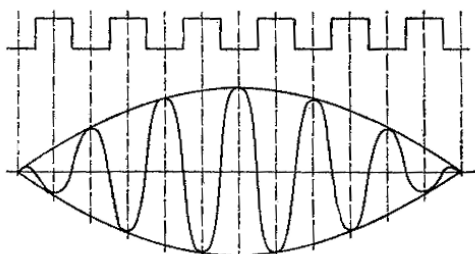
U motorů s drážkovaným statorem a hladkým rotorem je průběh intenzity magnetického pole deformován. Výsledné pole je dáno superpozicí původního pole a přídavného pole. Intenzita původního pole je zapsaná rovnicí:

$$H_1(\alpha, t) = H_0 \cdot \cos(\omega t - p\alpha) \quad (3.2-1)$$

Přídavné pole je dáno rovnicí:

$$H_p(\alpha, t) = H_p \cdot \cos(\omega t - p\alpha) \cos Z_1 \alpha \quad (3.2-2)$$

Kde $Z_1[-]$ je počet drážek statoru



Obr. 14 Průběh přídavného pole [9]

Při otáčení rotoru vzhledem k přídavnému poli téměř synchronní rychlostí při chodu motoru naprázdno vznikají na jeho povrchu vířivé proudy, které ohřívají železo rotoru a zvyšují tak ztráty v jeho objemu. Stejným principem vznikají i přídavné vířivé ztráty ve statoru vlivem drážkování rotoru.

Tyto přídavné vířivé ztráty mohou být značně omezeny použitím tenkých plechů. Povrch rotoru ale nesmí být po složení nijak opracováván. Při dodatečném opracování se totiž naruší izolace jednotlivých plechů na povrchové vrstvě rotoru a pro tyto dodatečné ztráty se potom chová jako rotor z jednolitého materiálu.

Při stanovení přídavných vířivých ztrát na povrchu rotoru asynchronního stroje je třeba uvážit, že střední indukce B_δ je ve vzduchové mezeře podél vrtání sinusově rozložena.

Pro přídavné ztráty na povrchu rotoru P_{v2} platí:

$$P_{v2} = \frac{k_0}{2} (Z_1 n_s)^{1,5} (B_{01} t_{d1})^2 \pi D l \left(\frac{t_{d1} - o_1}{t_{d1}} \right) \quad (3.2-3)$$

Kde l [mm] je osová délka rotoru

D [mm] je průměr rotoru

t_{d1} [mm] je drážková rozteč drážek

k_0 [-] je rotorová konstanta podle Tab. 6

B_{01} [T] je amplituda magnetické indukce dána vztahem

$$B_{01} = \beta_1 k_{c1,2} B_\delta$$

B_1 [-] je konstanta daná poměrem o/δ

$k_{c1,2}$ [-] je Carterův činitel

materiál rotoru	k_0
masivní povrch z kujného železa	23,3
masivní povrch z litiny	17,5
rotor skládaný z plechů o tloušťce 2 mm	8,6
rotor skládaný z plechů o tloušťce 0,55 mm	2,8

Tab. 6 Rotorová konstanta k_0 [9]

Analogicky je možné spočítat přídavné vířivé ztráty na povrchu statoru, vzniklé drážkováním rotoru.

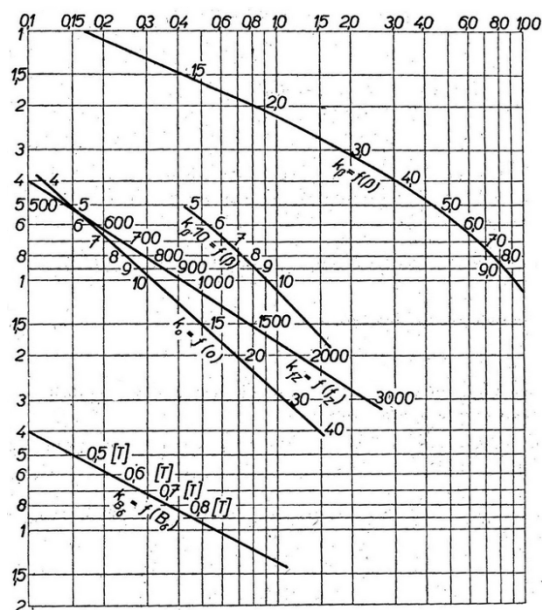
$$P_{v1} = \frac{k_0}{2} (Z_2 n_s)^{1,5} (B_{02} t_{d2})^2 \pi D l \left(\frac{t_{d2} - o_2}{t_{d2}} \right) \quad (3.2-4)$$

materiál statoru	k_0
dynamové plechy tloušťky 0,5mm se ztrátovým číslem $V_{10}=3$ W/kg	4
Ostatní plechy	$k_0 \cong 1,3 V_{10}$

Tab. 7 Statorová konstanta k_0 [9]

Dodatečné povrchové vířivé ztráty naprázdno je také možné určit pomocí Spoonerova vzorce, který vychází ze Spoonerových měření. Pomocí tohoto vzorce lze vyjádřit povrchové ztráty vztažené na jednotku povrchu. Jednotlivé koeficienty lze určit z grafu.

$$P'_v = k_{B\vartheta} k_{fz} k_\beta k_0 \quad (3.2-5)$$



Obr. 15 Hodnoty koeficientů pro výpočet povrchových ztrát pomocí Spoonera [9]

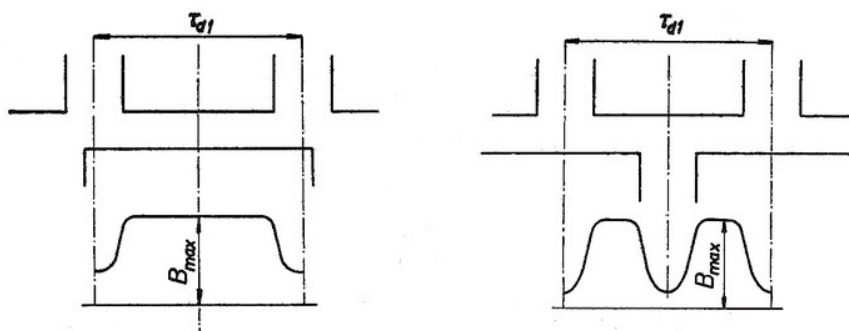
Pro polozavřené drážky je Spoonerův vzorec nepřesný, protože jeho měření probíhaly na stroji s otevřením drážky $o_1 = 1/2t_{d1}$. Pro výpočet polouzavřených drážek může být zavedena korekce, kde se zavede při určení koeficientu k_0 dvojnásobné otevření drážky.

$$P'_v = k_{B\theta} k_{fz} k_{\beta} k_0 \frac{t_d}{2o} \quad (3.2-6)$$

[9]

3.3 Pulsační ztráty naprázdno

Průběh magnetické indukce v zubech není konstantní, je závislý na vzájemné poloze rotorových a statorových zubů proti sobě. Maximální magnetická vodivost je maximální, jsou-li zuby statoru i rotoru přímo proti sobě, naopak minimální, je-li zub statoru proti drážce rotoru.



Obr. 16 Průběh magnetické indukce mezi drážkami [9]

Pohybuje-li se rotor vůči statoru, mění se periodicky magnetická vodivost a tím i magnetický tok. Pulsování magnetického toku způsobuje v železe statoru přídavné vířivé ztráty. Těmto ztrátám se říká pulsační ztráty. Pulsační ztráty vznikají také v rotoru.



Otáčeli-li se rotor synchronními otáčkami n_s , mění se vzájemná poloha statorových a rotorových zubů s kmitočtem $f_1 = Z_2 f$. Magnetický tok pulsuje s kmitočtem f_1 . Potom amplituda střídavé složky magnetického toku je:

$$\phi_P = \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} = k_\phi \phi_0 \quad (3.3-1)$$

Kde $\phi_0 = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}$ je střední magnetický tok zubem statoru

$$k_\phi = \frac{\phi_1 - \phi_2}{\phi_1 + \phi_2} \quad (3.3-2)$$

Pro magnetickou indukci pulsujícího toku v zubech potom platí:

$$B_P = k_\phi B_0 Z \quad (3.3-3)$$

Kde $B_0 Z [T]$ je střední indukce v zubu statoru

Dále se uplatňuje vliv permeability železa při přesycení zubů při velkých indukcích. Tento vliv zmenšuje velikosti pulsací. Měrné pulsační ztráty ve statoru jsou potom dány vztahem:

$$P_{P_1} = \sigma \left(\frac{f_z B_P}{100} \right)^2 \quad (3.3-4)$$

Kde $f_z [Hz]$ je zubová frekvence podle vztahu $f_z = Z_2 f$

Pro výpočet u asynchronních strojů musíme za indukci dosadit efektivní hodnotu $B_P/2$, protože indukce je rozložena podél vrtání sinusově. [9]

3.4 Přídavné ztráty při zatížení

U asynchronních motorů se také objevují dodatečné ztráty při zatížení. Hodnota těchto ztrát se určuje jako odečtení součtu dílčích ztrát naprázdno a nakrátko od rozdílu příkonu a výkonu. V normě je zahrnuta odhadnutá hodnota ztrát jako 0,5% výkonu. Dle přesnějších měření je ale známo, že tyto ztráty mohou u motorů s kotvou nakrátko představovat podstatně vyšší část ztrát, a to obvykle 1-2%, výjimečně 4-5%. Tyto ztráty jsou způsobeny vyššími harmonickými magnetického napětí, které vyvolávají povrchové a pulsační ztráty. Při použití kotvy nakrátko vznikají dále u rovných tyčí přídavné ztráty v kleci a u šikmých neizolovaných tyčí ztráty způsobené protékajícím proudem železem napříč mezi tyčemi.

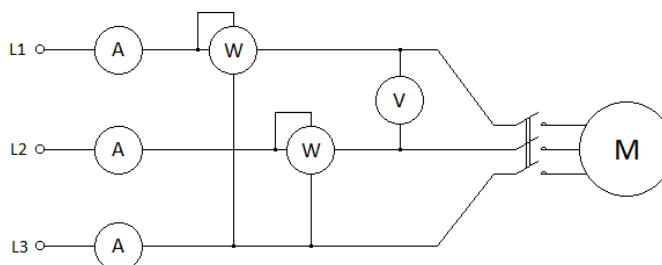
Z technických důvodů, jako jsou neurčitost příčné impedance šikmé tyče, je přesný výpočet velmi obtížný, nebo nemožný. Tyto ztráty jsou přímo úměrné druhé mocnině zatěžovacího proudu. [9]

4 MĚŘENÍ ZTRÁT ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ

Jednotlivé velikosti ztrát v asynchronním motoru je možné určit měřením. Provádí se měření naprázdno a nakrátko. Při měření naprázdno jsou zjištěny ztráty mechanické, ztráty v železe motoru, poměrně malé ztráty ve vinutí naprázdno a dodatečné ztráty naprázdno. Měřením motoru nakrátko se stanoví Jouleovy ztráty nakrátko a přídavné ztráty nakrátko. Dále se mohou pomocí odporů vinutí a jmenovitého proudu určit jmenovité Jouleovy ztráty ve statoru.

Motor je zapojen dle schématu. Jsou měřeny proudy fázemi, výkon na každé fázi a sdružené napětí. Pro měření trojfázového výkonu mohou být použit dva wattmetry v Aronově zapojení. Motor je napájen z proměnného zdroje napětí (například autotransformátor).

Měření je prováděno při provozních podmínkách motoru, to znamená, že před samotným měřením se motor nechá běžet, aby se zahřál na provozní teplotu a výsledky tak nebyly zkreslené. [5][8]



Obr. 17 Zapojení přístrojů pro měření asynchronního motoru

4.1 Měření naprázdno

Nejprve je změřen odpor jednotlivých fází statoru a vypočítána průměrná hodnota odporu. Při zapojení statoru do hvězdy je nutné naměřený odpor vydělit dvěma.

$$R = \frac{1}{j} \sum_j R_j \quad (4.1-1)$$

U měřeného motoru musí být hřídel mechanicky odpojena od zátěže. U stroje s vinutou kotvou, mohou být pro rozběh použity spouštěcí odpory, ale po rozběhu je nutné je odpojit a rotorové vinutí spojit nakrátko. Měří se proud naprázdno, ztráty v magnetickém obvodu a ztráty mechanické.

Motor s kotvou nakrátko se připojí k síti při 30% jmenovitého napětí a poté se postupně zvyšuje, obvykle na hodnotu 130% jmenovité hodnoty napětí. Celé měření se provádí při konstantních otáčkách. Při nízké hodnotě napájecího napětí se může moment stroje dostat pod hodnotu, která je potřebná ke krytí mechanických ztrát a otáčky mohou znatelně klesnout. Proto je vhodné při měření také měřit skluz motoru a při skluzu 1% měření ukončit.

Měření začíná na hodnotě 130% U_n a postupně se snižuje až k napětí, při kterém je skluz 1%. Pro každou hodnotu U_n se odečtou hodnoty U_{10} , I_1 , I_2 , I_3 , P_1 a P_2 . Z těchto hodnot spočítáme průměrnou hodnotu proudu fázemi a trojfázový příkon naprázdno.

$$I_{10} = \frac{1}{j} \sum_j I_j \quad (4.1-2)$$

Kde $I_j[A]$ jsou proudy jednotlivými fázemi

$I_{10}[A]$ je proud naprázdno

$$P_{10} = P_1 + P_2 \quad (4.1-3)$$

Kde $P_1, P_2[W]$ jsou příkony na fázích

$P_{10}[W]$ je příkon naprázdno

Z vypočtených hodnot je vynesena závislost $I_0=f(U_0)$, $P_0=f(U_0)$. Při chodu naprázdno je asynchronním motorem odebírán ze sítě příkon naprázdno P_0 . Tento příkon kryje mechanické ztráty ΔP_m , ztráty v železe ΔP_{Fe} a Jouleovy ztráty naprázdno ΔP_{j0} .

$$\Delta P_0 = \Delta P_m + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{j0} \quad (4.1-4)$$

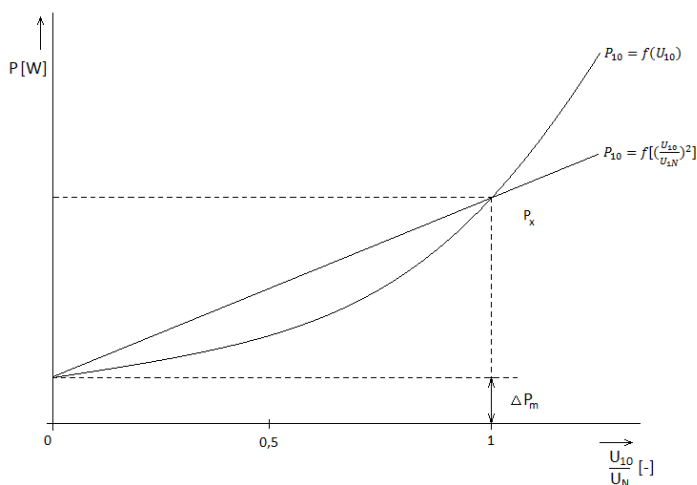
Jouleovy ztráty naprázdno jsou velmi malé, protože statorem neprochází jmenovitý proud.

$$\Delta P_{j10} = 3 \cdot R \cdot I_{10}^2 \quad (4.1-5)$$

Potom jsou ztráty v železe:

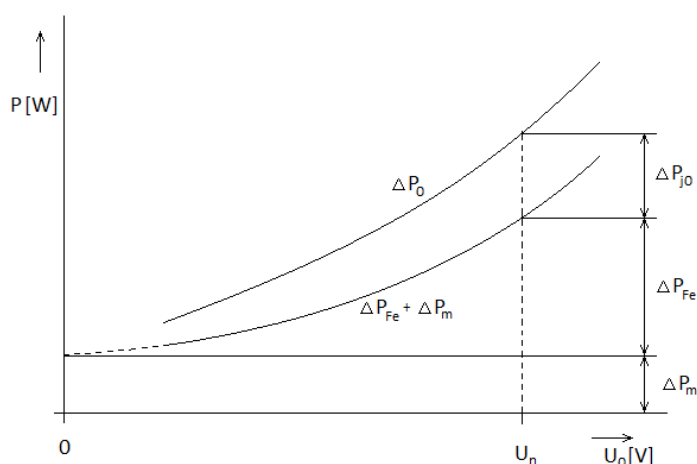
$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_x - (\Delta P_m + \Delta P_{j10}) \quad (4.1-6)$$

Kde ΔP_x je hodnota určená jako průsečík funkcí $P_{10} = f[(\frac{U_{10}}{U_{1N}})^2]$ a $P_{10} = f(U_{10})$.



Obr. 18 Určení průsečíku P_x pro stanovení ztrát v železe

Při měření naprázdno jsou otáčky motoru udržovány konstantní, potom i mechanické ztráty jsou konstantní. Na vynesené závislosti $\Delta P_m + \Delta P_{Fe} = f(U_0)$, je příkon $\Delta P_m + \Delta P_{Fe}$ extrapolací křivky k ose rozdělen na mechanické ztráty a ztráty v železe.



Obr. 19 Rozdělení ztrát naprázdno [7]

Naměřené ztráty v železe jsou ztráty ve statoru. Ztráty v železe rotoru mohou být zanedbány díky velmi malému skluzu a malé frekvenci střídavého magnetického pole.

Dále může být vypočítána velikost dodatečných ztrát. Hodnota dodatečných ztrát se určí dle vztahu:

$$\Delta P_d = \left(\frac{I_{10}}{I_N}\right)^2 \cdot P_{10} \cdot 0,5\% \quad (4.1-7)$$

Kde I_N [A] je jmenovitý proud stroje.

Ztráty ve vinutí rotoru mohou být určeny pomocí skluzu a výkonu, přenášeného přes vzduchovou mezeru. Výkon, který se přenáší vzduchovou mezerou, určíme jako rozdíl příkonu a všech doposud známých ztrát. [7][8]

$$\Delta P_{\delta} = \Delta P_0 - (\Delta P_m + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{j10} + \Delta P_d) \quad (4.1-8)$$

Potom jsou ztráty ve vinutí rotoru

$$\Delta P_{j20} = s \cdot \Delta P_{\delta} \quad (4.1-9)$$

4.2 Měření zatěžovací charakteristiky motoru

Z měření naprázdno jsou změřeny konstantní mechanické ztráty. Pro určení ostatních ztrát je nutné změřit zatěžovací charakteristiky stroje. Zátěž motoru je nastavena od nulového momentu až do momentu vyššího, než je jmenovitý moment (s ohledem na přetěžování motoru). Měření musí probíhat za provozních podmínek motoru, je tedy nutné před samotným měřením nechat motor běžet dostatečně dlouhou dobu, aby se ustálila jeho teplota.

Z měření při zatížení jsou odečteny následující veličiny: zatěžovací moment M [Nm], otáčky motoru n [min⁻¹], jednotlivá sdružená napětí U_x [V], proudy vinutím motoru I_{ef} [A], příkon motoru $P1$ [W] a účinník $\cos\phi$. Dále je nutné změřit odpory R [Ω] jednotlivých vinutí.

Výkon motoru $P2$ je určen pomocí naměřeného momentu a otáček stroje:

$$P2 = M \frac{2\pi n}{60} \quad (4.2-1)$$

Jouleovy ztráty ve vinutí statoru ΔP_s jsou určeny pomocí fázových proudů a odporů jednotlivých fází:

$$\Delta P_s = 3 \cdot R \cdot I^2 \quad (4.2-2)$$

Mechanické ztráty ΔP_{fw} motoru jsou určeny z měření naprázdno:

$$\Delta P_{fw} = \Delta P_{fw0} \quad (4.2-3)$$

Hodnota ztrát v magnetickém obvodu ΔP_{fe} je určena pomocí hodnoty ztrát v magnetickém obvodě z měření naprázdno pro jmenovité napětí motoru a vhodného vyvážení ztrát pro zatížení motoru větší než 0. Vyvážení je provedeno s ohledem na napájecí napětí, odebíraný proud a účinník motoru. Přesný výpočet je uveden v normě ČSN EN 60034-2-1 (350000) [14].

Ztráty ve vinutí rotoru ΔP_r jsou určeny jako rozdíl příkonu stroje a ztrát ve vinutí statoru a magnetickém obvodě pomocí skluzu stroje.

$$\Delta P_r = (P1 - \Delta P_s - \Delta P_{fe}) \cdot s \quad (4.2-4)$$

Dodatečné ztráty ΔP_{Lr} jsou určeny jako rozdíl příkonu stroje a ostatních ztrát motoru

$$\Delta P_{Lr} = P1 - \Delta P_s - \Delta P_r - \Delta P_{fe} - \Delta P_{fw} \quad (4.2-5)$$

Účinnost motoru je potom dána poměrem výstupního mechanického výkonu ku příkonu stroje:

$$\eta = \frac{P2}{P1} \quad (4.2-6)$$

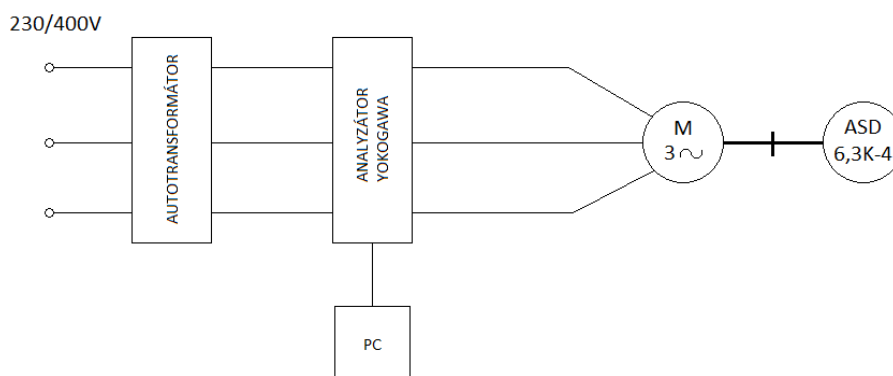
5 MĚŘENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU ATAS

V rámci diplomové práce bylo provedeno měření na asynchronním motoru firmy ATAS Elektromotory Náchod a.s. Bylo provedeno měření motoru naprázdno a dále byla změřena zatěžovací charakteristika.

	50Hz	60Hz
$I_n[A]$	1,6	1,5
$U_n[V]$	340-460	400-520
$\cos\varphi[-]$	0,83	0,85
$P_n[kW]$	0,6	0,72
$n[\text{min}^{-1}]$	2830	3410

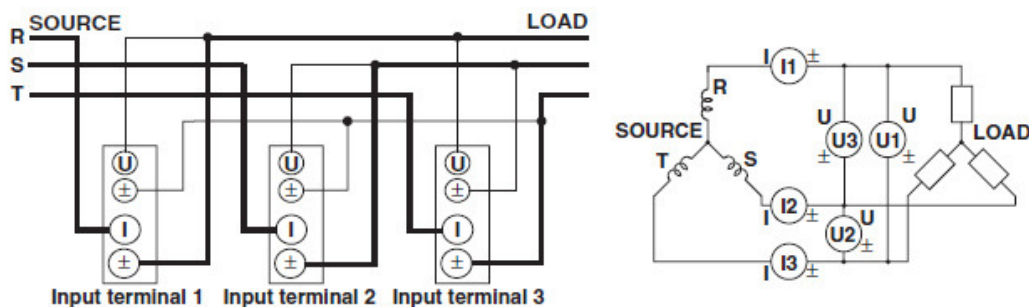
Tab. 8 Štítkové údaje asynchronního motoru ATAS T22VT512 (71-0512)

Motor byl připojen pomocí autotransformátoru na trojfázovou síť. Jednotlivé elektrické veličiny byly měřeny pomocí analyzátoru Yokogawa WT 1600. Motor byl dále pomocí spojky spojen s asynchronním dynamometrem ASD 6,3K-4 firmy VUES Brno s.r.o. Odpor jednotlivých vinutí byl měřen v průběhu celého měření několikrát pomocí multimetru Keithley, aby byl co nejlépe odstraněn vliv teplotní závislosti odporu vinutí.



Obr. 20 Schéma zapojení pracoviště

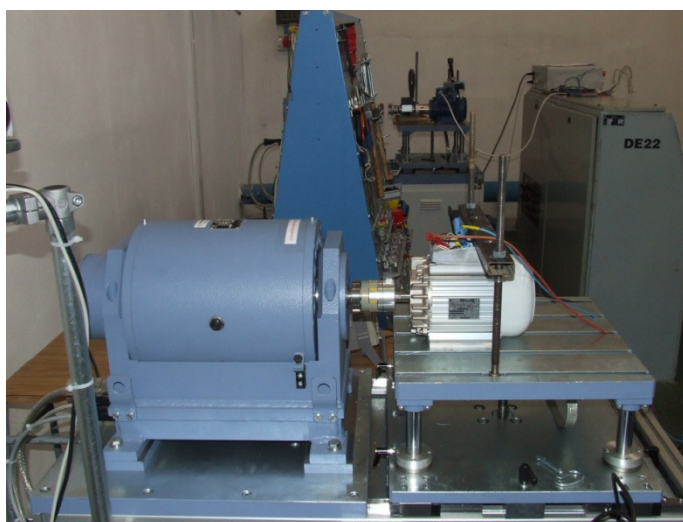
Pomocí analyzátoru Yokogawa byly měřeny základní elektrické veličiny, které byly následně ukládány do připojeného počítače. Jeho měřicí vstupy jsou zapojeny následovně:



Obr. 21 Schéma zapojení měřicích vstupů analyzátoru Yokogawa

Měřicí přístroj	Sériové číslo
Analyzátor YOKOGAWA WT 1600/C1/MTR/EL	000000313758-0000
KEITHLEY 2000 Multimetr	587805
Asynchronní dynamometr ASD 6,3K-4 VUES Brno s.r.o	130819/ 000000316632-0000

Tab. 9 Seznam použitých měřicích přístrojů



Obr. 22 Měřicí pracoviště

5.1 Měření odporů vinutí

Pomocí multimetru Keithley byl změřen odpor jednotlivých statorových vinutí motoru. Měření bylo prováděno za studena, při ustáleném stavu motoru, těsně před zatěžovací zkouškou, po zatěžovací zkoušce, před zkouškou naprázdno a po ní. Pro výpočty ztrát ve vinutí statoru byla použita průměrná hodnota odporu R_x , kde index x značí číslo fáze vinutí, která byla spočítána z naměřených hodnot před zkouškou R_{x0} a po zkoušce R_{x1} . Před prvním měřením byl motor ponechán v chodu na jmenovitý výkon po dobu dvou hodin, aby byla teplota vinutí co nejlépe ustálena a tím i ustálený odpor vinutí. Vinutí motoru bylo zapojeno do hvězdy, je tedy nutné naměřený odpor vinutí ještě podělit dvěma, abychom získali odpor pouze jednoho vinutí.

$$R_x = \frac{R_{x0} + R_{x1}}{4} \quad (5.1 - 1)$$

		R1	R2	R3
		[Ω]	[Ω]	[Ω]
odpor za studena	Rcold	22,68	23,94	23,47
zatěžovací charakteristika	Rx0	27,50	28,80	28,10
	Rx1	27,15	28,79	28,07
	Rx	13,66	14,40	14,04
měření naprázdno	Rx0	26,27	27,75	27,15
	Rx1	25,71	27,19	26,62
	Rx	13,00	13,74	13,44

Tab. 10 Naměřené hodnoty odporu vinutí

5.2 Měření naprázdno

Měření naprázdno probíhalo na motoru odpojeném od asynchronního dynamometru. Měření probíhalo od hodnoty napájecího napětí 457,44V, což byla maximální hodnota napětí, kterou byl schopný dodat zapojený autotransfornátor. Napětí U bylo stanoveno jako průměr napětí jednotlivých fází. Měřeny byly hodnoty proudu statorovým vinutím a odebíraný příkon. Měření probíhalo při snižování napájecího napětí po 30V až do hodnoty, při které proud vinutími přestal klesat, a naopak začal opět vzrůstat. Tento bod odpovídá přibližně hodnotě skluzu $s=1,5\%$. Až do této hodnoty jsou ztráty v rotoru zanedbatelné. Rotorovým vinutím protéká velmi malý proud a rotor se nachází v magnetickém poli o malé frekvenci, ztráty v železe jsou tedy zanedbatelné.

n	U1	U2	U3	Uavg	I1	I2	I3	Iavg	P1	ΔP_s	ΔP_k	ΔP_{fw}	ΔP_{fe}
[min ⁻¹]	[V]	[V]	[V]	[V]	[A]	[A]	[A]	[A]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]
2995	455,72	457,55	459,04	457,44	1,39	1,38	1,37	1,38	149,10	76,29	72,81	21,98	50,83
2995	425,50	426,60	428,06	426,72	1,06	1,04	1,04	1,05	108,50	44,18	64,32	21,98	42,34
2995	398,88	401,16	402,28	400,77	0,87	0,87	0,83	0,86	87,80	29,55	58,25	21,98	36,27
2994	367,04	368,92	369,85	368,60	0,71	0,71	0,68	0,70	71,60	19,86	51,74	21,98	29,76
2993	339,38	341,16	341,53	340,69	0,61	0,62	0,60	0,61	62,10	14,90	47,20	21,98	25,22
2992	308,77	309,62	310,92	309,77	0,53	0,53	0,51	0,53	53,50	11,09	42,41	21,98	20,43
2991	281,84	282,93	283,51	282,76	0,46	0,47	0,46	0,46	47,50	8,61	38,89	21,98	16,91
2989	249,17	249,76	249,51	249,48	0,39	0,39	0,40	0,40	41,90	6,29	35,61	21,98	13,63
2986	220,33	220,82	220,97	220,71	0,35	0,34	0,34	0,34	37,80	4,78	33,02	21,98	11,04
2979	188,52	188,71	188,27	188,50	0,30	0,29	0,30	0,30	34,40	3,53	30,87	21,98	8,89
2972	161,76	162,13	162,42	162,10	0,27	0,26	0,26	0,26	31,70	2,80	28,90	21,98	6,92
2956	132,51	132,43	133,00	132,65	0,25	0,24	0,24	0,24	30,10	2,35	27,75	21,98	5,77
2916	98,96	99,21	99,53	99,23	0,24	0,24	0,24	0,24	28,10	2,33	25,77	21,98	3,79

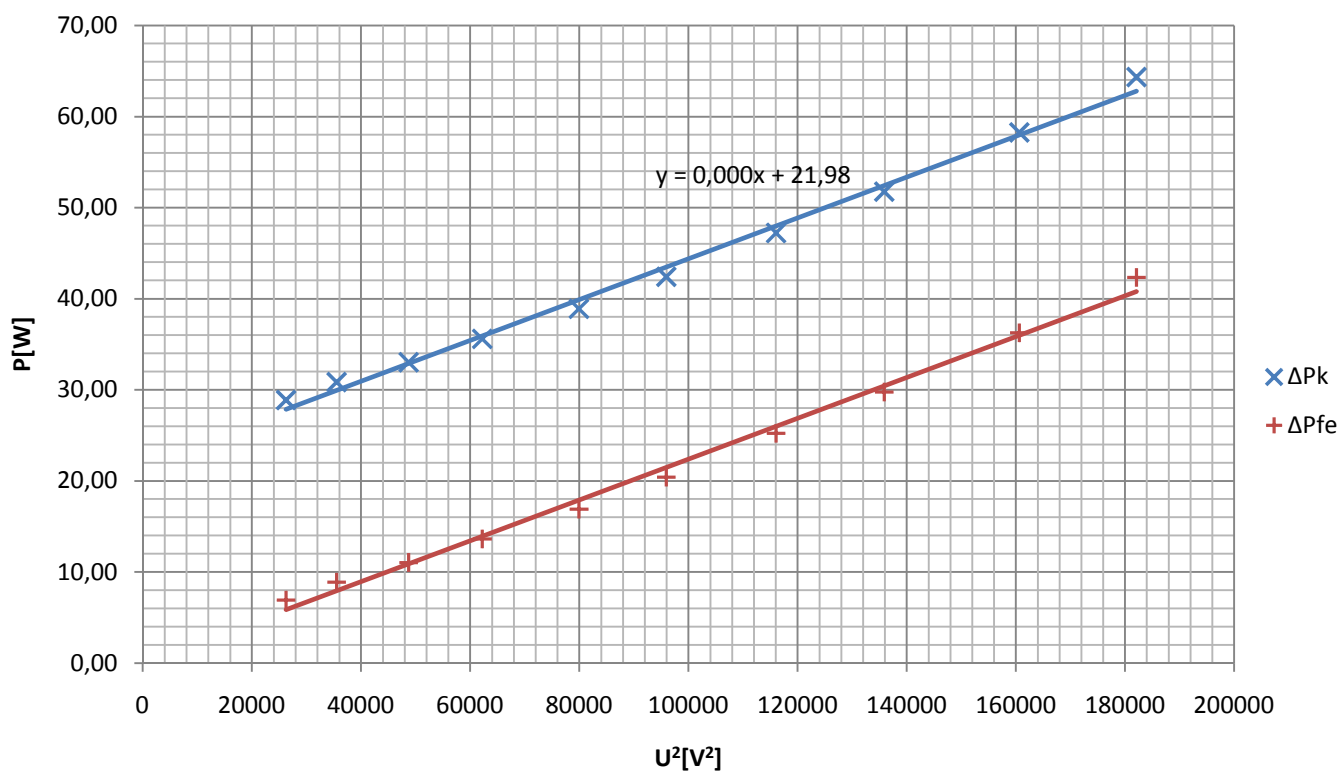
Tab. 11 Naměřené a vypočítané hodnoty z měření naprázdno

5.2.1 Výpočty jednotlivých ztrát naprázdno

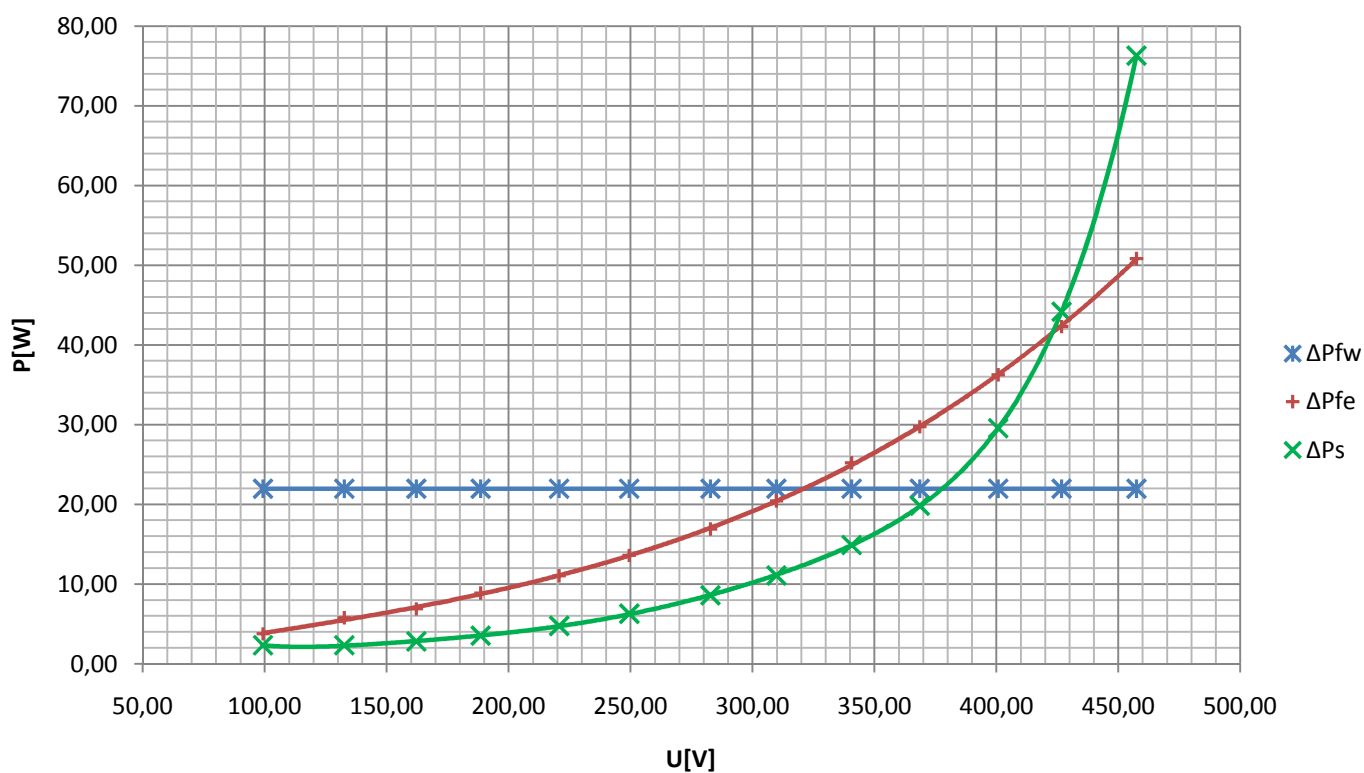
Výpočty jednotlivých ztrát jsou převzaty z normy ČSN EN 60034-2-1 (350000) [14]. Z důvodů licenčních ujednání nemohou být konkrétní vzorce použity ve veřejné práci. Vzorce ale vychází z teoretických předpokladů stanovování ztrát u asynchronních motorů (viz kapitola 4 Měření ztrát asynchronních motorů).

Mechanické ztráty, tedy ztráty ventilační a ztráty způsobené třením, jsou určeny z křivky konstantních ztrát $\Delta P_k = f(U^2)$. Mechanické ztráty ΔP_{fw} jsou určeny jako průsečík křivky s osou y . Přesnější hodnota je získána z rovnice regrese lineárního proložení této závislosti. Hodnota mechanických ztrát $\Delta P_{fw} = 21,98W$. Tyto ztráty jsou konstantní pro jakýkoliv stav motoru, tedy pro jakékoliv zatížení. Pro určení hodnot mechanických ztrát byly z grafu vynechány okrajové hodnoty ΔP_k , kde by již mohl být patrný vliv ztrát v rotoru motoru.

Rovnice regrese pro ztráty v železe motoru ΔP_{fe} bude použita v rozdělení ztrát motoru při zatížení k provedení korekce těchto ztrát v závislosti na zatížení.



Obr. 23 Určení mechanických ztrát z měření naprázdno. Graf závislosti $P=f(U^2)$



Obr. 24 Rozdělení ztrát při měření naprázdno. Graf závislosti $\Delta P=f(U)$

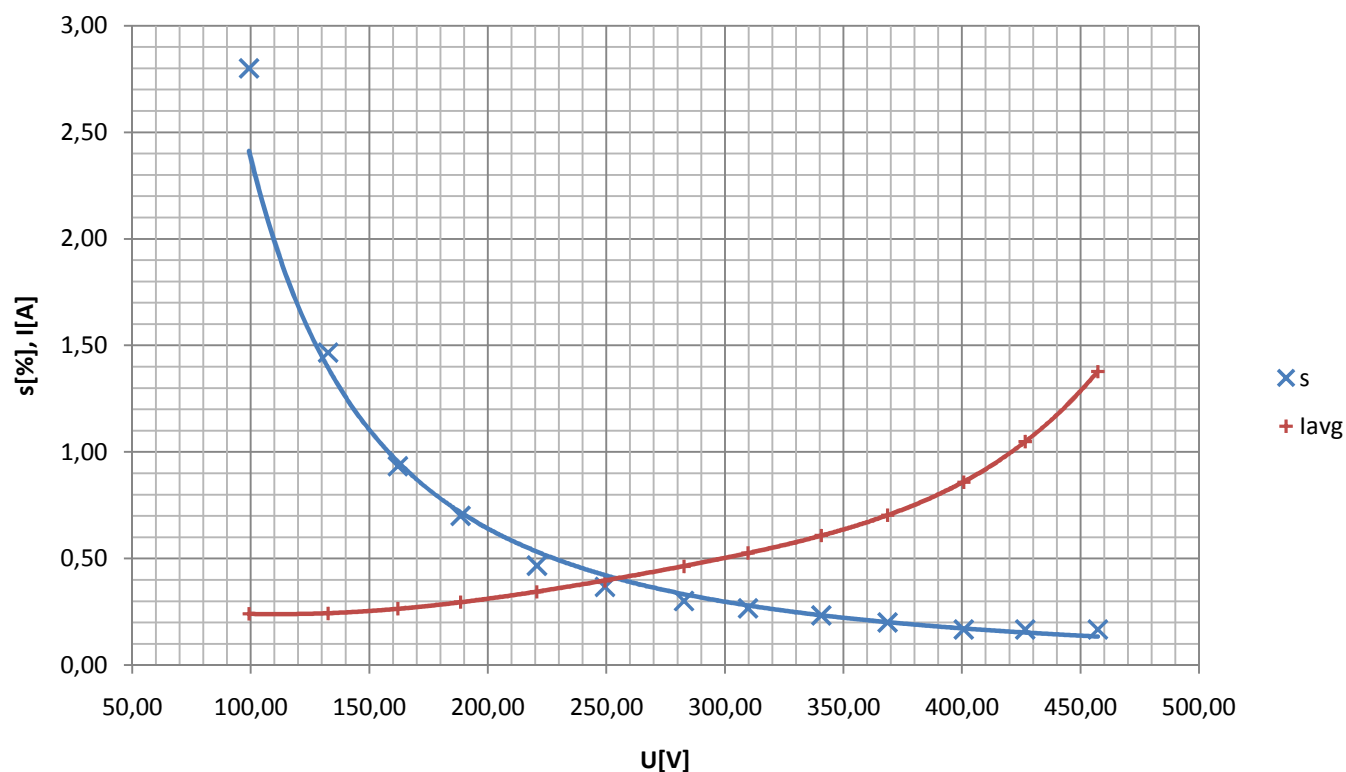
Dále byly změřeny otáčky motoru, aby mohla být vynesena závislost skluzu a proudu na napájecím napětí. Otáčky byly změřeny pomocí asynchronního dynamometru, měření je tudíž zatíženo chybou, protože motor neběží dokonale naprázdno.

U _{avg}	n	s	I _{avg}
[V]	[min ⁻¹]	[%]	[A]
457,44	2995	0,17	1,38
426,72	2995	0,17	1,05
400,77	2995	0,17	0,86
368,60	2994	0,20	0,70
340,69	2993	0,23	0,61
309,77	2992	0,27	0,53
282,76	2991	0,30	0,46
249,48	2989	0,37	0,40
220,71	2986	0,47	0,34
188,50	2979	0,70	0,30
162,10	2972	0,93	0,26
132,65	2956	1,47	0,24
99,23	2916	2,80	0,24

Tab. 12 Závislost skluzu a proudu na napájecím napětí při měření naprázdno

Kde byl skluz určen za pomoci vztahu (příklad výpočtu pro první řádek tabulky) :

$$s = \left(1 - \frac{n}{n_s}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{2995}{3000}\right) \cdot 100 = 0,17\% \quad (5.2.1-1)$$



Obr. 25 Proud ve vinutí statoru při měření naprázdno. Graf závislosti $I_{avg}=f(U)$, $s=f(U)$

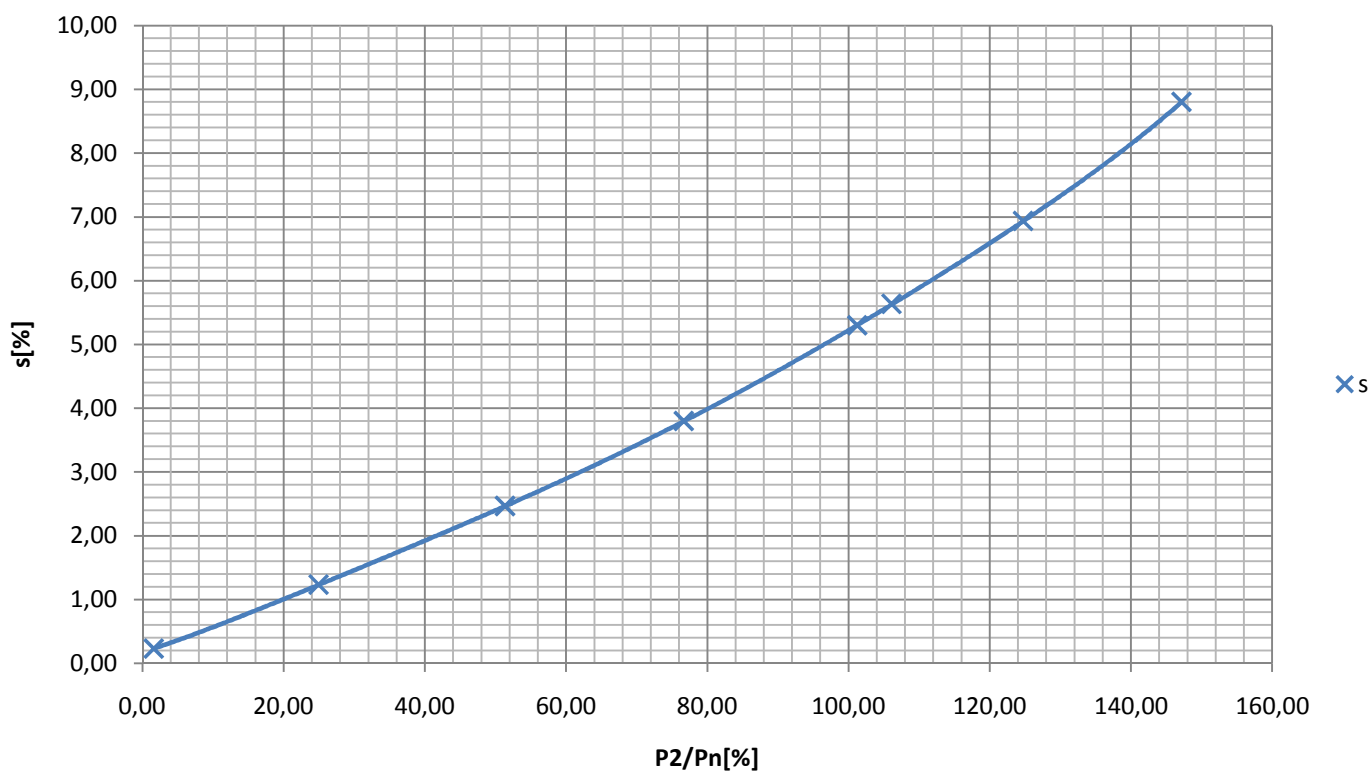
5.3 Měření při zatížení

Při měření se zátěží byl asynchronní motor zatěžován asynchronním tachodynamem v rozmezí momentů 3Nm – 0Nm. Byl změřen příkon P_1 , účinník $\cos\varphi$, napětí a proudy jednotlivých fází U_x a I_x a otáčky motoru n . Pomocí těchto dat byly určeny ztráty při zatížení. Ztráty mechanické jsou známy z měření naprázdno, $\Delta P_{fw}=21,98\text{W}$. Ostatní ztráty byly vypočteny dle příslušných vzorců daných normou ČSN EN 60034-2-1 (350000) [14]. Tyto vzorce vycházejí z teoretických předpokladů stanovení ztrát asynchronních motorů (viz kapitola 4 Měření ztrát asynchronních motorů).

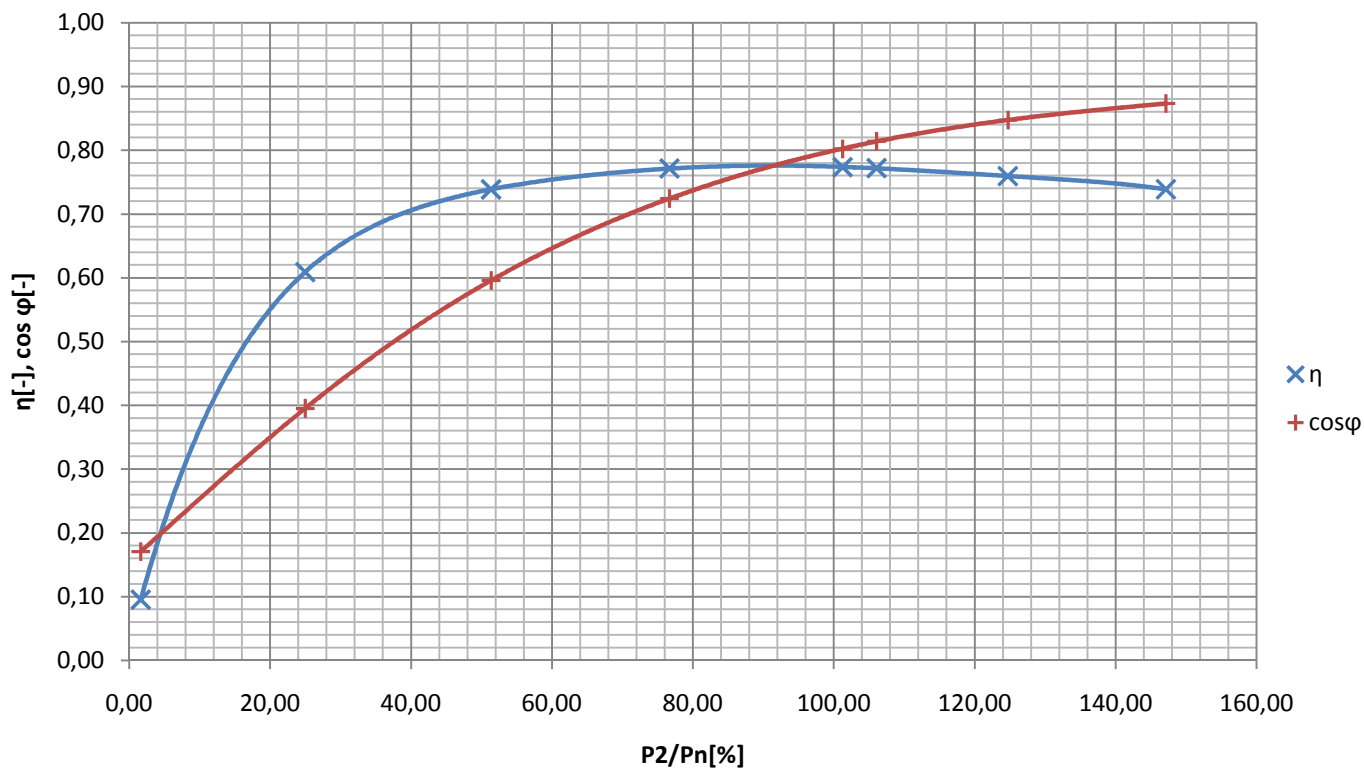
P2/Pn	M	U1	U2	U3	Uavg	I1	I2	I3	Iavg	P1	n
[%]	[Nm]	[V]	[V]	[V]	[V]	[A]	[A]	[A]	[A]	[W]	[min-1]
147,15	3,08	397,97	400,87	401,89	400,24	1,96	1,99	1,97	1,97	1195,10	2736
124,73	2,56	398,97	401,50	402,55	401,01	1,66	1,69	1,67	1,67	985,10	2792
106,08	2,15	398,63	401,20	402,30	400,71	1,45	1,48	1,45	1,46	824,20	2831
101,25	2,04	399,16	401,79	403,04	401,33	1,40	1,43	1,40	1,41	785,30	2841
76,67	1,52	399,36	402,21	403,18	401,58	1,18	1,21	1,17	1,18	596,30	2886
51,35	1,01	399,19	401,97	402,96	401,37	1,01	1,03	0,99	1,01	417,00	2926
24,97	0,48	399,66	402,21	403,38	401,75	0,90	0,91	0,87	0,89	245,90	2963
1,62	0,03	399,80	402,33	403,51	401,88	0,87	0,86	0,83	0,85	101,50	2993

s	P2	ΔP_{fw}	ΔP_s	ΔP_{fe}	ΔP_r	ΔP_{Lr}	ΔP_{celk}	η	$\cos\varphi$
[%]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[-]	[-]
8,80	882,87	21,98	164,01	28,90	88,19	9,15	312,23	0,74	0,87
6,93	748,40	21,98	117,90	30,21	58,03	8,58	236,70	0,76	0,85
5,63	636,48	21,98	89,51	31,08	39,64	5,52	187,72	0,77	0,81
5,30	607,50	21,98	83,49	31,42	35,53	5,38	177,80	0,77	0,80
3,80	460,05	21,98	58,95	32,57	19,18	3,56	136,25	0,77	0,72
2,47	308,09	21,98	42,65	33,61	8,41	2,27	108,91	0,74	0,60
1,23	149,79	21,98	33,66	34,72	2,19	3,56	96,11	0,61	0,40
0,23	9,71	21,98	30,72	35,64	0,08	3,37	91,79	0,10	0,17

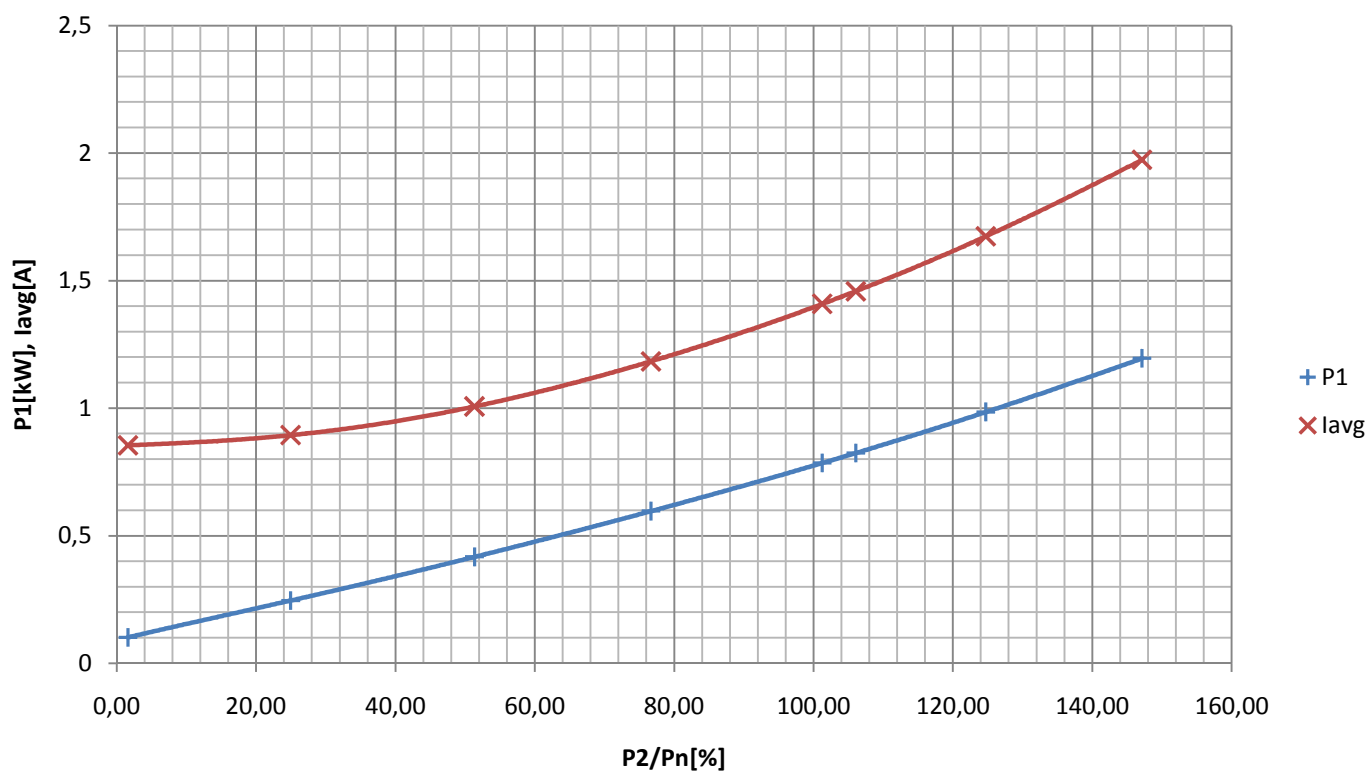
Tab. 13 Tabulka naměřených a vypočítaných hodnot měření při zatížení



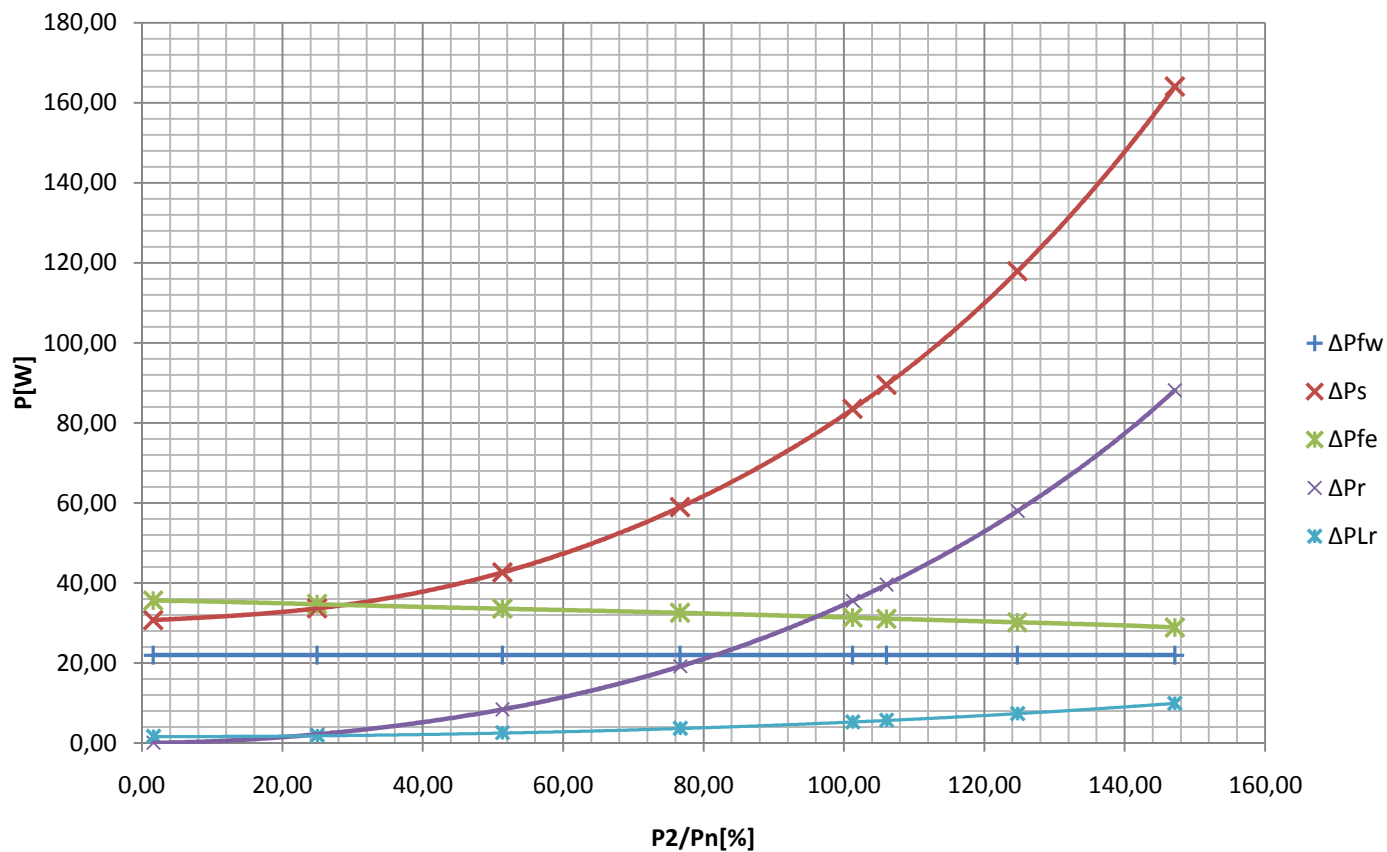
Obr. 26 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $s=f(P_2/P_n)$



Obr. 27 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\cos \varphi=f(P_2/P_n)$ a $\eta=f(P_2/P_n)$



Obr. 28 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $I_l = f(P_2/P_n)$ a $P_1 = f(P_2/P_n)$



Obr. 29 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\Delta P = f(P_2/P_n)$

6 NÁVRHY NA SNÍŽENÍ ZTRÁT

Z provedených měření byly určeny velikosti jednotlivých ztrát motoru. Z Obr. 29 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\Delta P = f(P_2/P_n)$ je patrné, že největší ztráty při jmenovitém zatížení vznikají ve vinutí statoru ΔP_s , v železe statoru ΔP_{fe} , ve vinutí rotoru ΔP_r . Proto bude vhodné zaměřit se zejména na snižování těchto ztrát.

Problematika snižování ztrát ve vinutí rotoru ΔP_r je velice obtížná a nákladná, bylo by nutné použít místo obvyklého hliníkového vinutí například vinutí měděné, které má lepší elektrické vlastnosti (nižší rezistivitu), ale má vysokou teplotu tavení a obecně je jeho cena vyšší. Především by ale použití materiálu s menším odporem změnilo zatěžovací charakteristiku motoru.

6.1.1 Snižování ztrát ve vinutí

Jak je patrné z naměřených grafických závislostí, nejvyšší ztráty vznikají ve vinutí statoru asynchronního motoru ΔP_s , bylo by tedy vhodné tyto ztráty omezit. Ztráty ve vinutí statoru můžeme určit pomocí vztahu:

$$\Delta P_j = V_{Cu} \cdot k_{p,Cu} \cdot \rho \cdot \sigma^2 \quad (6.1.1 - 1)$$

Kde	$V_{Cu} [m^3]$	je objem vinutí
	$k_{p,Cu} [-]$	je činitel plnění použitého vodiče
	$\rho [\Omega m]$	je rezistivita vodiče vinutí
	$\sigma [A/m^2]$	je proudová hustota ve vinutí

Tyto ztráty je tedy možné zmenšit zejména pomocí zvětšení drážky pro vinutí ve statoru, čímž by bylo umožněno použití vodiče většího průřezu, a tím tak snížit proudovou hustotu ve vodiči. Dále by bylo vhodné pokusit se drážku vyplnit vinutím co nejlépe a zvýšit tak činitel plnění vinutí $k_{p,Cu}$. Za současných výrobních postupů nebývá často prostor plně využít a vinutí má tedy nízký činitel plnění. Nevyužitý prostor drážky by mohl být použit opět pro zvětšení průřezu vodiče a tím i následné snížení ztrát. Také by bylo možné použít izolaci v drážce z tenčího materiálu při zachování stejných izolačních vlastností.

Další možností je snížit ztráty ve vinutí rotoru ΔP_{j2} . Tyto ztráty dosahují poměrně velkých hodnot zejména při jmenovitém zatížení motoru a při jeho částečném přetížení. Vinutí rotoru bývá obvykle konstruováno jako litá klec nakrátko z hliníku. Zde by bylo vhodné nahradit hliník za měď, která má oproti hliníku $\rho_{Al} = 0,0267 \cdot 10^{-6} \Omega m$ výrazně nižší měrný odpor $\rho_{Cu} = 0,0169 \cdot 10^{-6} \Omega m$. Použití mědi, jako materiálu pro tvorbu klece motoru je ale obtížné. Teplota tavení hliníku $\vartheta_{Al} = 658^\circ C$ je podstatně nižší než teplota tavení mědi $\vartheta_{Cu} = 1083^\circ C$. Použití mědi v kleci rotoru je tedy velmi problematické. Technologie pro lití mědi jsou z hlediska vysoké teploty velmi nákladné a energeticky náročné. Dále při vysokotlakém lití měděné kotvy při vysoké teplotě může vzniknout poškození elektrotechnických plechů tepelným namáháním. Jednou z možností je konstruovat měděnou klec jako svařenec měděných tyčí a měděných kruhů. Dalším problémem je, že kvůli nízkému odporu mědi se změní zatěžovací charakteristika motoru a zvýší se záběrný proud odebíraný při spouštění motoru.

6.1.2 Snížení ztrát v magnetickém obvodu

Jako druhé největší byly naměřeny ztráty v magnetickém obvodu statoru ΔP_{Fe1} . Závislost velikosti těchto ztrát je možné zjednodušeně znázornit pomocí následujícího vztahu (zanedbává rozdílné hodnoty magnetické indukce v různých částech stroje):

$$\Delta P_{Fe} = G \cdot p_1 = G \cdot (p_h + p_e) = G \cdot (k_h \cdot B^2 + k_e \cdot B^2) \quad (6.1.2 -1)$$

Kde	G [kg]	je hmotnost magnetického obvodu
	p_1 [W/kg]	je ztrátové číslo elektrotechnických plechů
	k_h	je konstanta hysterezních ztrát elektrotechnických plechů
	k_e	je konstanta vířivých ztrát elektrotechnických plechů
	B [T]	je magnetická indukce

Ztráty je tudíž možné zmenšit zejména dvěma způsoby. Použitím kvalitnějších plechů s menším ztrátovým číslem nebo snížením magnetické indukce ve vzduchové mezeře motoru. Snížení magnetické indukce B je možné docílit prodloužením osově délky motoru, jak je zřejmé z následujícího vztahu:

$$B_{max} = \frac{1}{N \cdot S} \int u(t) dt \quad (6.1.2 -2)$$

Kde je plocha vzduchové mezery S závislá na osově délce motoru l .

Při změně magnetické indukce tímto způsobem je ale nutné brát v úvahu vliv délky motoru na parametry stroje. Na délce l a indukci B je totiž závislý elektromagnetický moment a indukované napětí stroje

$$u_i = \frac{d\phi}{dt} \rightarrow U_i = 4,44 \cdot \phi \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_v \approx l \cdot N_1 \cdot B \quad (6.1.2 -3)$$

$$M = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im}\{i_r^* \cdot \psi_r\} \approx l \cdot B \cdot \sigma \quad (6.1.2 -4)$$

Kde	l [mm]	je osová délka stroje
	N_1 [-]	je počet závitů statorového vinutí
	σ [A/m ²]	je proudová hustota v drážce statorového vinutí

Aby byly parametry stroje zachovány, musí být splněna následující podmínka závislostí poměrů původních veličin a nových veličin po prodloužení stroje, kde původní veličiny jsou označeny indexem 0:

$$l_0 \cdot N_{10} \cdot B_0 = l \cdot N_1 \cdot B \quad (6.1.2 -5)$$

$$l_0 \cdot \sigma_0 \cdot B_0 = l \cdot \sigma \cdot B \quad (6.1.2 -6)$$

Pro poměry změněných veličin k původním potom platí:

$$\frac{l}{l_0} \cdot \frac{N_1}{N_{10}} \cdot \frac{B}{B_0} = l' \cdot N' \cdot B' = 1 \quad (6.1.2 -7)$$

$$\frac{l}{l_0} \cdot \frac{\sigma}{\sigma_0} \cdot \frac{B}{B_0} = l' \cdot \sigma' \cdot B' = 1 \quad (6.1.2 -8)$$

Pro poměrné zmenšení magnetické indukce B' potom musí platit:

$$l' \cdot N' \cdot B' = l' \cdot \sigma' \cdot B' \rightarrow \sigma' \approx N' \quad (6.1.2 -9)$$

$$B' = \frac{1}{N' \cdot l'} \quad (6.1.2 -10)$$

[10][11]

6.1.3 Snížení mechanických ztrát

Velkých hodnot také dosahují mechanické ztráty ΔP_m . Jsou nezávislé na zatížení motoru a jsou tvořeny zejména ztrátami třením v ložiskách, třením rotoru o vzduch a ventilačními ztrátami při použití ventilátoru motoru na hřídeli rotoru. Tyto ztráty by bylo možné snížit zejména použitím účinnějšího ventilátoru.

Mezi nejčastěji používané ventilátory patří radiální ventilátory. Tyto ventilátory vytváří tlak, který se blíží charakteru ventilačních systémů elektrických strojů. Radiální ventilátory jsou vhodné u motorů s oběma směry otáčení. Tyto ventilátory ale mají poměrně malou účinnost $\eta_{vent}=0,15 - 0,2$. Oproti tomu u použití axiálního ventilátoru je účinnost $\eta_{vent}=0,3 - 0,5$ podle směru zahnutí lopatek. Obecně platí, že axiální ventilátor navržený pouze pro jeden směr otáčení má podstatně vyšší účinnost než ventilátor, který je navržen pro oba dva směry otáčení. Axiální ventilátory jsou i vhodnější pro použití u rychloběžných strojů. Další možností snížení ventilačních ztrát u vysokootáčkových motorů je použití spojky, která zajistí, aby se ventilátor otáčel nižší rychlostí než motor. Hodnota ventilačních ztrát závisí na rychlosti otáčení ventilátoru.

[12]

Snížení ztrát způsobených třením rotoru o vzduch je velmi problematické. Jedna ze speciálních metod je uzavření rotoru motoru do vakua. Tohoto principu se používá například u gyroskopů, kde veškerý výkon motoru kryje v podstatě jenom mechanické ztráty, proto je potřeba, aby tyto ztráty byly co nejnižší.

7 OVĚŘENÍ NÁVRHŮ PRO SNÍŽENÍ ZTRÁT

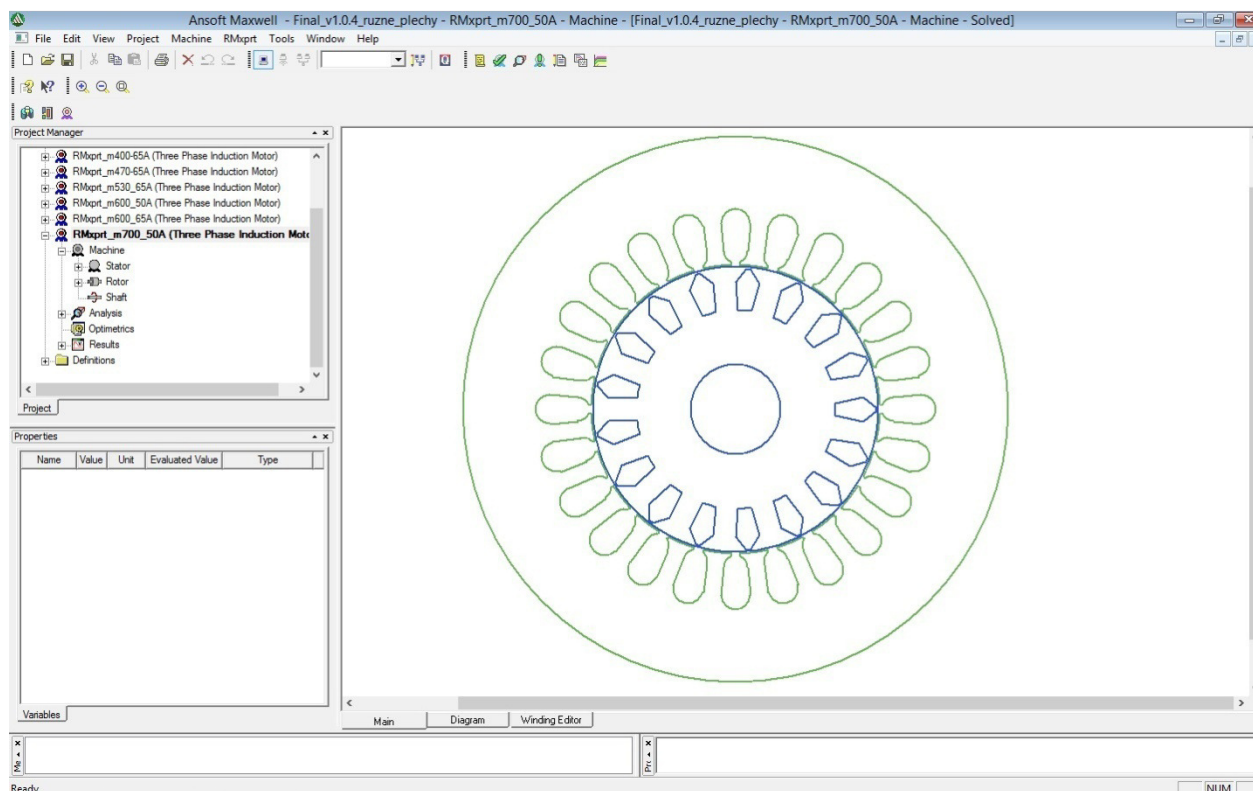
Pro účely kontrolních výpočtů pro ověření zvýšení účinnosti pomocí jedné z metod, navržených v kapitole 6 Návrhy na snížení ztrát, byl použit simulační program Maxwell 14.0. Součástí programu Maxwell je analytický modul RMxpert pro zjednodušenou analýzu elektrických strojů a dále moduly, pracující s metodou konečných prvků, Maxwell 2D a Maxwell 3D.

V této práci byl zvolen modul RMxpert pro vytvoření geometrie trojfázového asynchronního motoru ATAS T22VT512. Zatěžovací charakteristiky, hodnoty jednotlivých ztrát a jeho účinnost byly změřeny v kapitole 5 Měření asynchronního motoru ATAS. Poté, co se charakteristiky modelu blížily k reálnému motoru, byl z modulu RMxpert vygenerován Maxwell 2D design a další simulace již probíhaly za pomoci metody konečných prvků.

Za pomoci metody konečných prvků byla vypočtena zatěžovací charakteristika motoru. Cílem bylo, aby se simulovaný motor co nejvíce blížil reálnému změřenému motoru. Poté bude možno na takto sestaveném modelu simulovat jednotlivé opatření navržené pro zvýšení účinnosti asynchronního motoru. Dále byly vypočteny hodnoty jednotlivých ztrát a vypočtena účinnost v závislosti na zatížení.

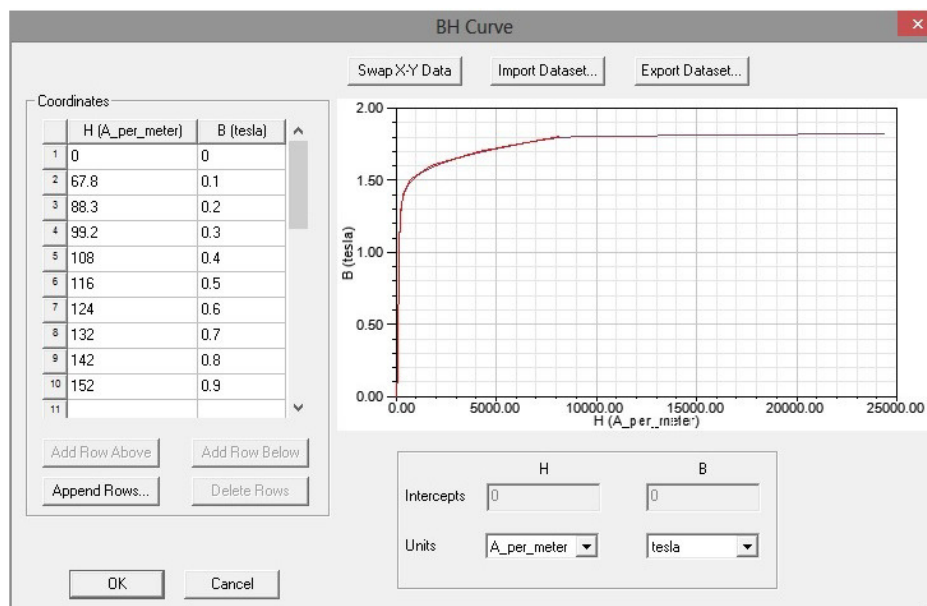
7.1 Maxwell RMxpert

Modul RMxpert obsahuje modelové knihovny pro jednotlivé typy motorů. Zde byl zvolen model pro trojfázový asynchronní motor (Three-Phase Induction Motor). Jednotlivé rozměry motoru byly upraveny podle výkresové dokumentace poskytnuté firmou ATAS Elektromotory Náchod a.s. Výsledný vzhled plechů motoru je uveden na obrázku.

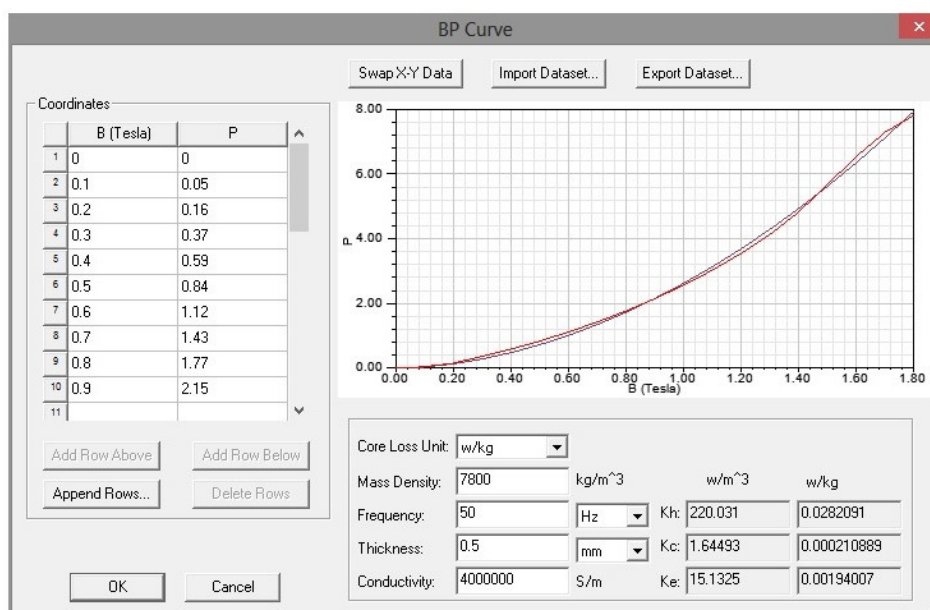


Obr. 30 Konstrukce motoru v Maxwell RMxpert

Dále bylo nutné definovat použité elektrotechnické plechy. Měřený motor byl sestaven z neorientovaných plechů M700-50A. Pro modelování plechů byla použita data firmy Surahammars Bruk [13]. Byly importovány BH křivky a závislosti měrných ztrát (BP křivky) na magnetické indukci pro jednotlivé typy plechů, které byly dále použity v simulacích.



Obr. 31 BH charakteristika plechů M700-50A



Obr. 32 BP charakteristika plechů M700-50A

Po nastavení rozměrů a definování parametrů bylo nutné nastavit jmenovité parametry motoru. Byly nastaveny štítkové hodnoty motoru, dále odhadnuté poměrné přídavné ztráty a naměřené mechanické ztráty (viz kapitola 5.2 Měření naprázdno), které byly rozděleny do ztrát způsobených třením v ložiscích a do ventilačních ztrát. Pro provedení simulace bylo nastaveno jmenovité napájecí napětí, jmenovité otáčky, provozní teplota a zátěž jako lineárně rostoucí moment.

Name	Value	Unit	Evaluated Value
Machine Type	Three Phase Induction Motor		
Number of Poles	2		
Stray Loss Factor	0.01		0.01
Frictional Loss	7.3	W	7.3W
Windage Loss	14.6	W	14.6W
Reference Speed	2830	rpm	

Operation Type:

Load Type:

Rated Output Power:

Rated Voltage:

Rated Speed:

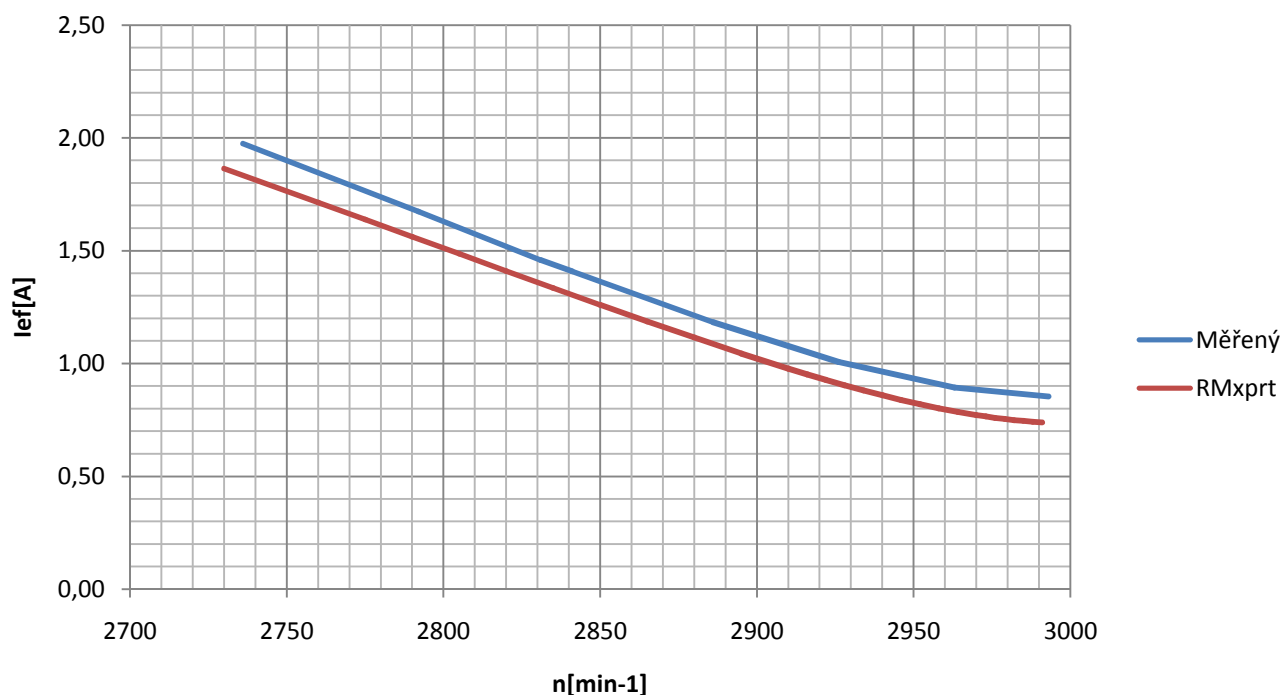
Operating Temperature:

Obr. 33 Parametry motoru v RMxpert

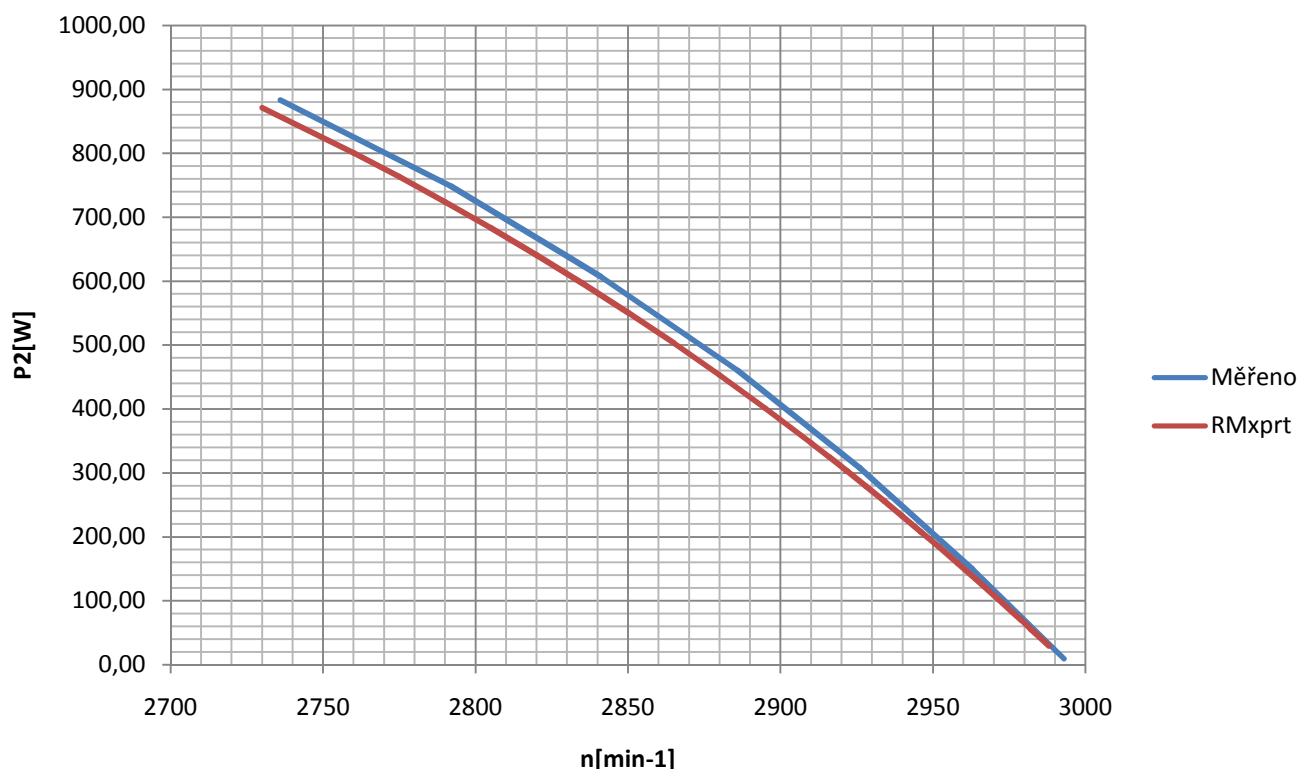
Po provedení výpočtu byly odečteny jmenovité parametry simulovaného motoru a porovnány s naměřenými hodnotami. V tabulce lze pozorovat, že se simulace velmi blíží reálnému měřenému motoru, a je tedy možné z modulu RMxpert vytvořit 2D design pro výpočty metodou konečných prvků. Největší rozdíly jsou v závislosti zatěžovacího proudu na otáčkách motoru. Zde byl zvolen kompromis a rozdíl byl považován za přijatelný. Rozdíl může být způsoben rozdíly mezi skutečnými plechy a simulovanými plechy M700-50A nebo hodnotou činitele plnění magnetického obvodu. Hodnota byla ponechána jako defaultní hodnota, protože následné simulace v 2D designu s hodnotou činitele plnění magnetického obvodu neumí pracovat. Magnetická vodivost simulovaného motoru je tak nižší a motor odebírá nižší magnetizační proud.

	P _n	n _n	I _n	R _s	η	cosφ	ΔP _{fw}	ΔP _{fe}	ΔP _s	ΔP _r	ΔP _{Lr}
	[W]	[min ⁻¹]	[A]	[Ω]	[%]	[-]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]
Měřeno	607,50	2841	1,41	14,03	77,36	0,80	21,98	31,42	83,49	35,53	5,29
Maxwell	601,44	2833	1,34	14,66	77,56	0,82	21,96	30,08	79,29	36,64	6,00

Tab. 14 Porovnání jmenovitých parametrů z měření a simulací v RMxpert



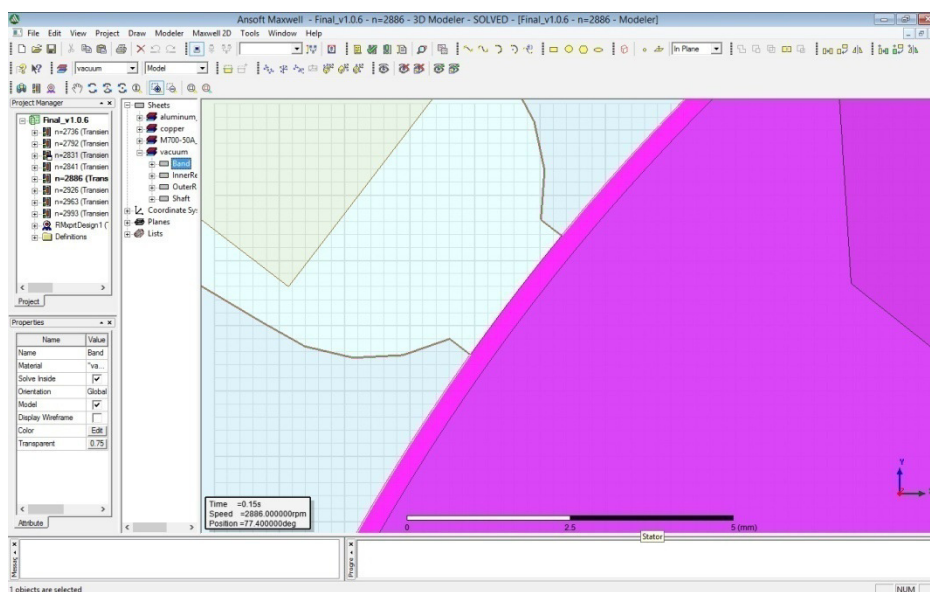
Obr. 34 Porovnání závislosti $I_{ef}=f(n)$ měřeného motoru a simulace v RMxpert



Obr. 35 Porovnání závislosti $P_2=f(n)$ pro měřený motor a simulaci v RMxppt

7.2 Maxwell 2D design

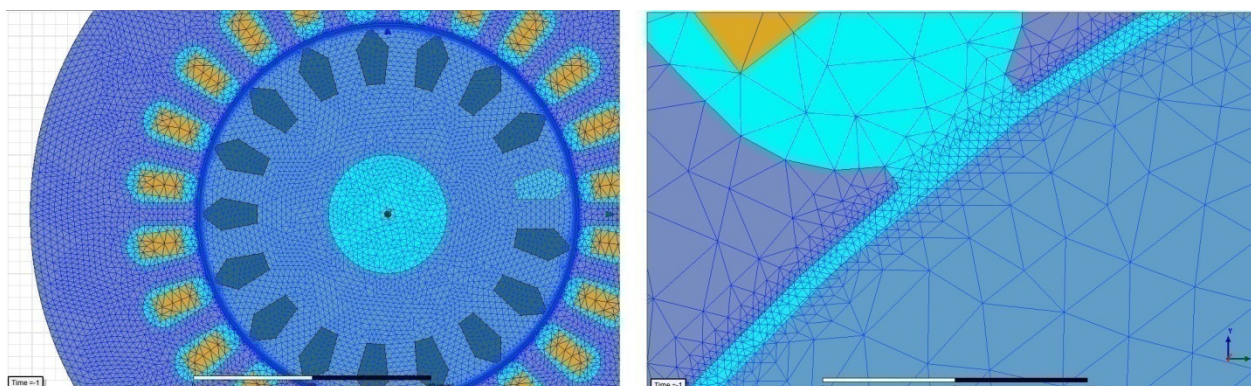
Po exportu z RMxppt je nutné ve 2D designu geometrii motoru upravit. Zejména vzduchovou mezeru, protože vygenerovaná vzduchová mezera nevyplňuje celý prostor mezi statorem a rotorem. Je nutné dbát na to, že vygenerovaná vzduchová mezera ohraničuje rotující části (rotor a hřídel), a proto je nutné buď doplnit chybějící část vzduchové mezery novou oblastí, anebo rozšířit rotující vzduchovou oblast.



Obr. 36 Detail doplnění vzduchové mezery

Dále je nutné zkontrolovat správné přiřazení materiálů. Při exportu z RMXprt se totiž některé materiály modifikují a potom již neodpovídají materiálům, které byly pracně importovány z datasheetů.

Velmi důležité je nastavit vhodně mesh. Čím jemnější mesh je nastavena, tím přesnějších výsledků dosáhneme. Úměrně k tomu ale naroste čas výpočtu. Pro dosažení optimálních výsledků dostačuje mít v zubech a mezeře alespoň 3 elementy na výšku. Tím je dosaženo optimální přesnosti bez zbytečného prodloužení doby výpočtu. Pro vzduchovou mezeru byly zvoleny elementy o maximální délce 0,1mm.



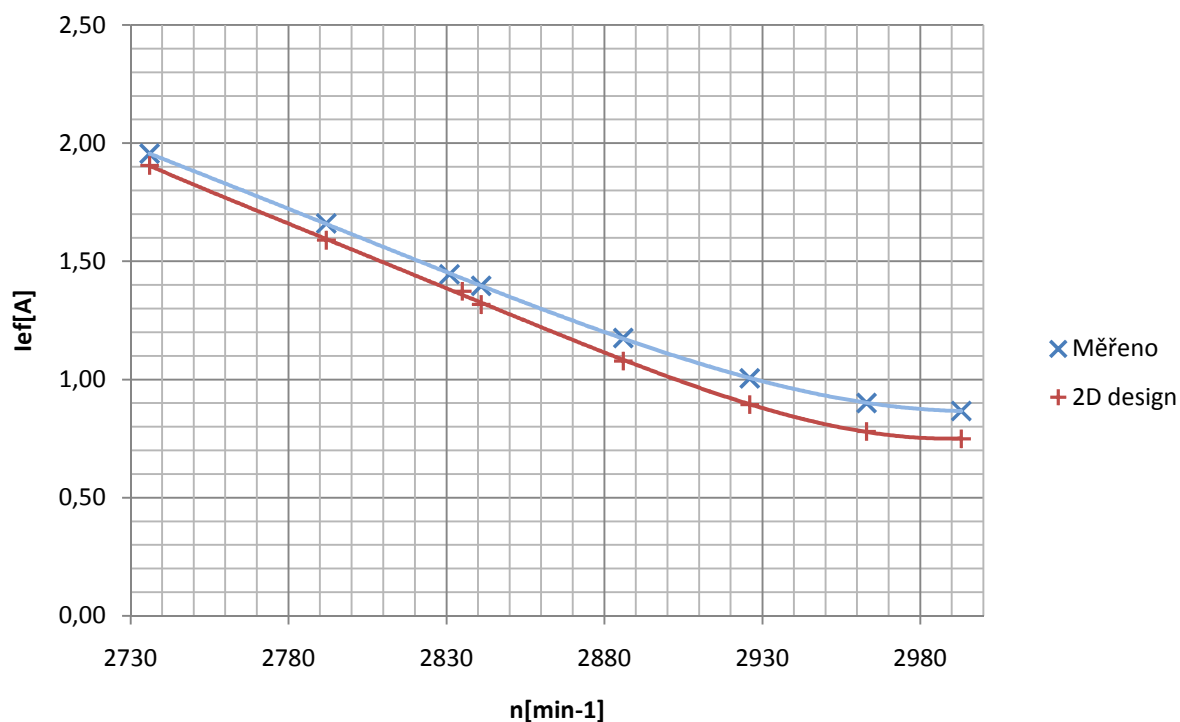
Obr. 37 Zvolená mesh a detail na vzduchovou mezeru a zub statoru

Délka výpočtu byla nastavena na čas 150ms s krokem po 1ms. Celkový čas byl nastaven s ohledem na ustálení počátečního přechodného jevu a na celkovou dobu výpočtu. Krok 1ms zajistí poměrně hladké průběhy, opět s ohledem na celkovou náročnost výpočtu.

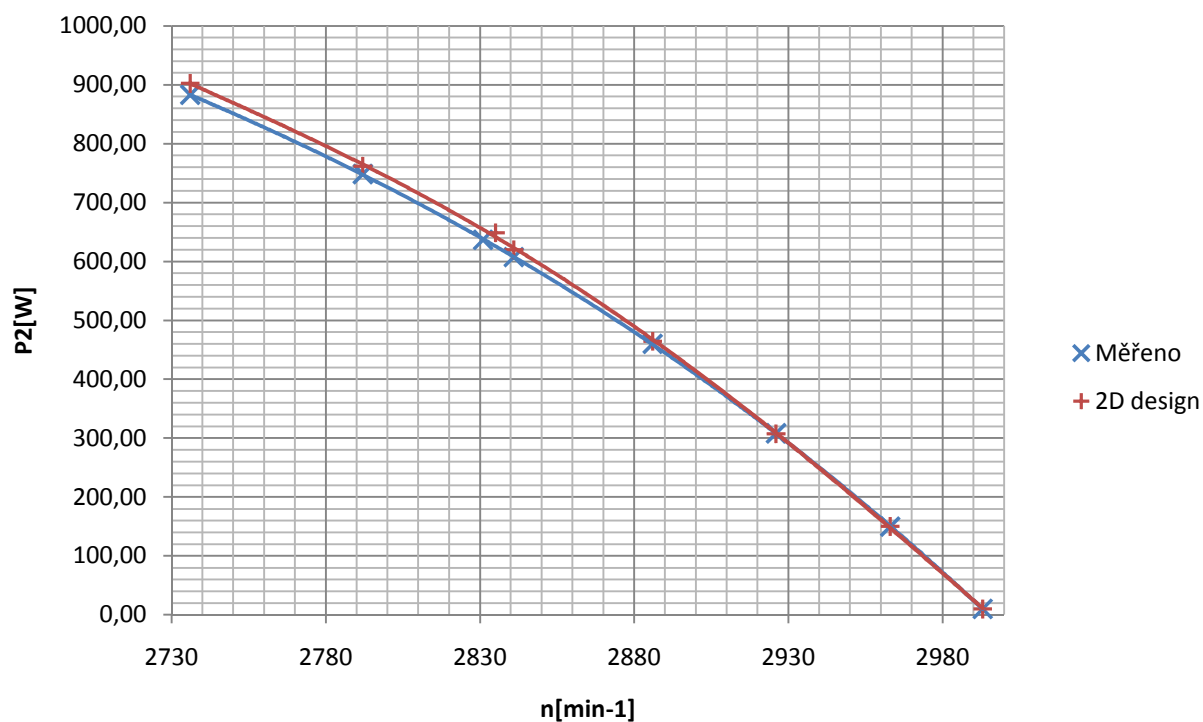
Výpočet zatěžovací charakteristiky probíhal tak, že byly vypočteny jednotlivé zatěžovací body nastavením příslušných otáček motoru. Byl odečten indukovaný moment M_i a efektivní hodnota proudu v intervalu 110 – 150ms. Tyto hodnoty pro jednotlivé otáčky byly odečteny a vloženy do tabulky a porovnány s naměřeným motorem. Hodnota momentu na hřídeli byla získána odečtením mechanických ztrát od indukovaného momentu.

n	M_i	M	I_{ef}	P2
[min ⁻¹]	[Nm]	[Nm]	[A]	[W]
2736	3,23	3,15	1,91	902,31
2792	2,68	2,61	1,59	761,73
2831	2,26	2,19	1,38	648,79
2841	2,16	2,09	1,32	620,06
2886	1,61	1,54	1,09	464,57
2926	1,08	1,00	0,90	307,38
2963	0,55	0,48	0,79	150,06
2993	0,10	0,03	0,77	9,86

Tab. 15 Vypočtené hodnoty I_{ef} a P2 pomocí Maxwell 2D design



Obr. 38 Porovnání závislosti $I_{ef}=f(n)$ měřeného motoru a simulace v Maxwell 2D design



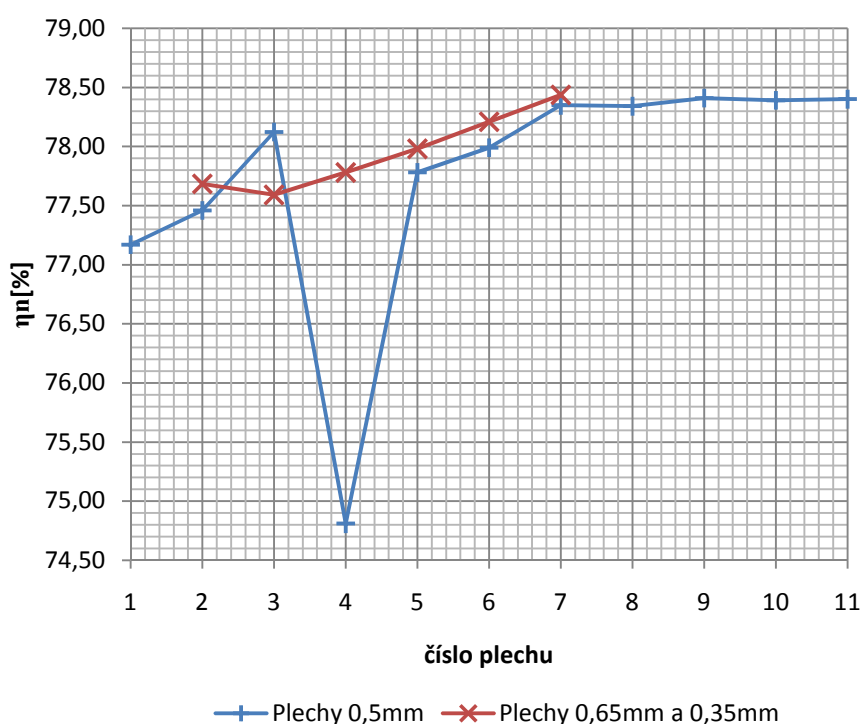
Obr. 39 Porovnání závislosti $P_2=f(n)$ měřeného motoru a simulace v Maxwell 2D design

7.3 Použití plechů s lepším ztrátovým číslem

Model motoru simulovaný v modulu programu Maxwell 2D design může být považovaný za blížící se reálnému motoru. Největší odchylky se objevují v zatěžovacím proudu, zejména kvůli odlišné magnetické vodivosti v simulaci.

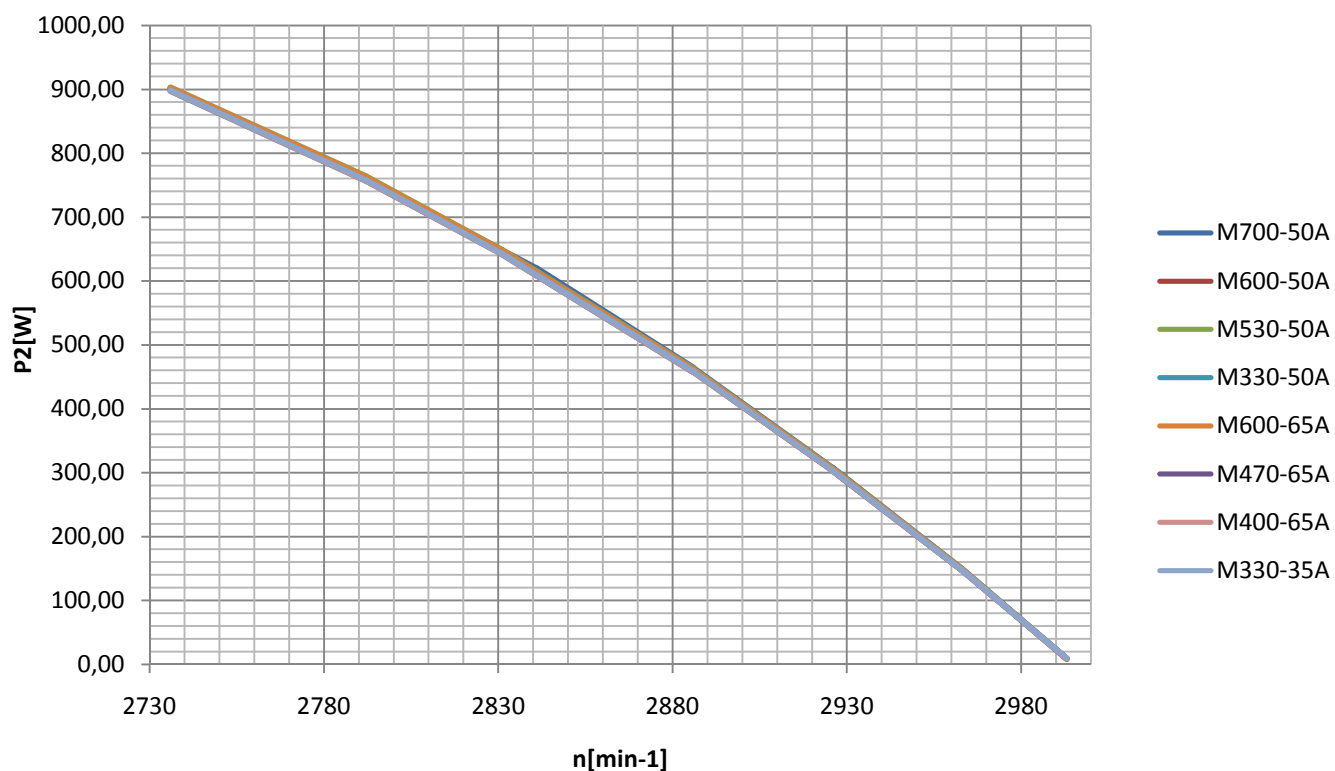
Jednou z možností zvýšení účinnosti motoru je použít plechy s lepším ztrátovým číslem. Pro účely simulací byly použity data plechů firmy Surahammars Bruk [13]. Jednotlivé plechy byly nadefinovány do materiálové knihovny Maxwellu a byly provedeny simulace. Nejprve byly vybrány plechy, které by mohly být pro tuto možnost zvýšení účinnosti vhodné, a v modulu 2D design byly provedeny výpočty zatěžovací charakteristiky.

č.	Plech	η_n
-	-	[%]
1	M700-50A	77,17
2	M600-50A	77,46
3	M530-50A	78,12
4	M470-50A	74,81
5	M400-50A	77,78
6	m350-50A	77,99
7	m330-50A	78,35
8	m310-50A	78,34
9	m290-50A	78,41
10	m270-50A	78,39
11	m250-50A	78,40
2	m600-65A	77,68
3	m530-65A	77,59
4	m470-65A	77,78
5	m400-65A	77,98
6	m350-65A	78,21
7	m330-35A	78,44

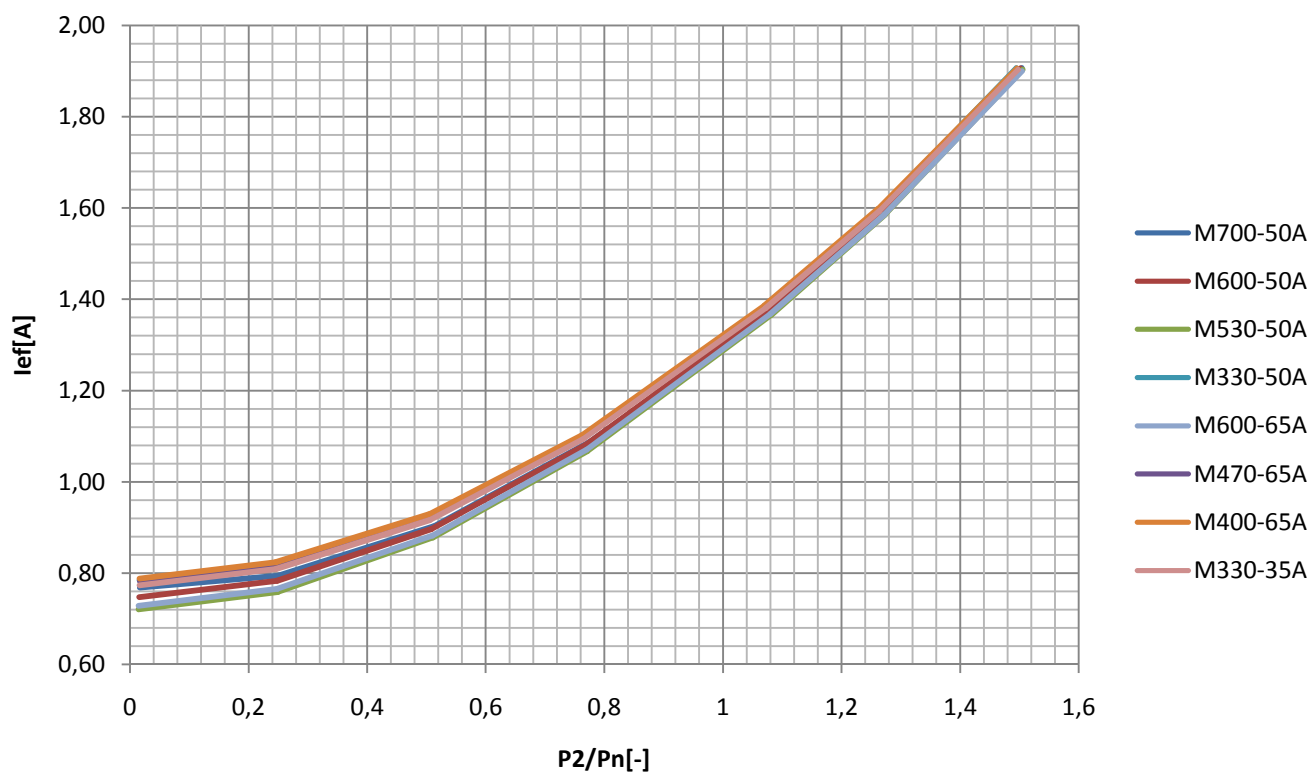


Obr. 40 Nominální hodnoty účinnosti motoru v RMxpert pro vybrané plechy

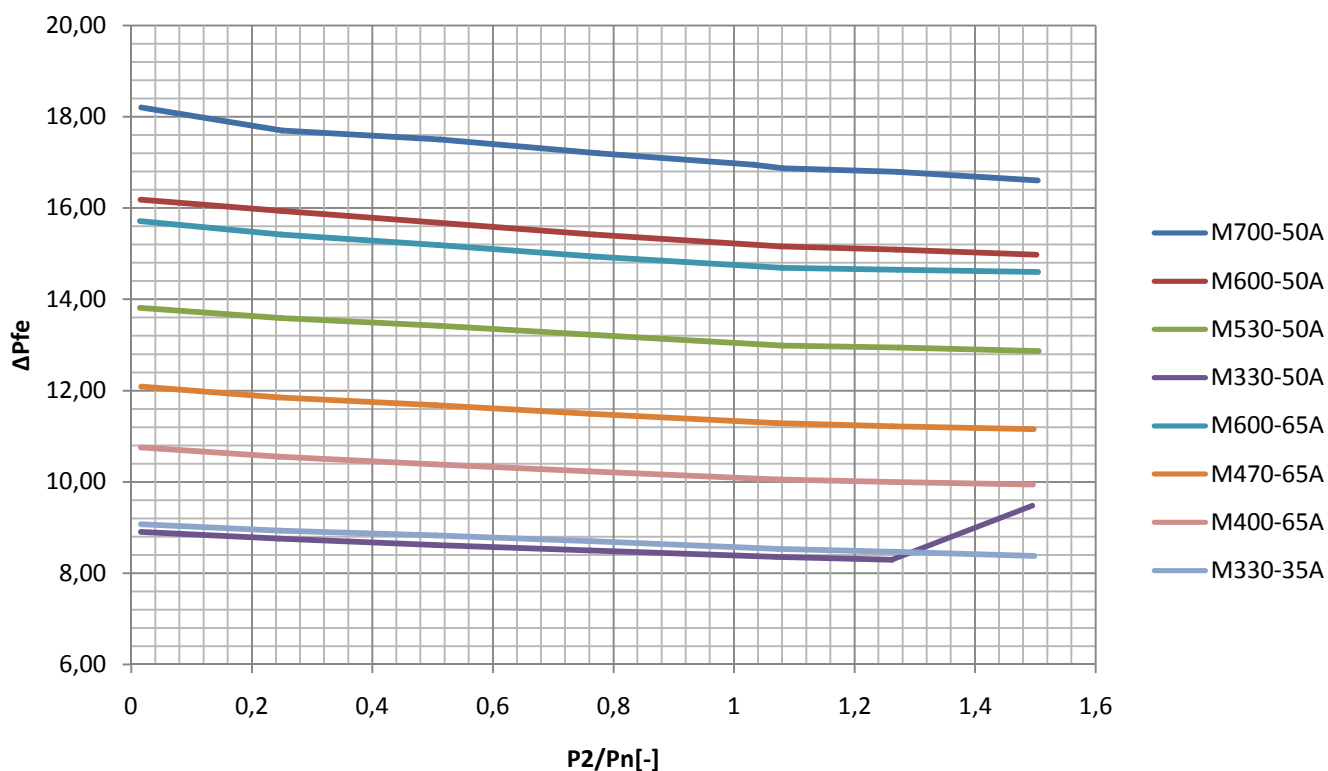
Podle předběžných výpočtů v RMxpert byly pro další simulace vybrány plechy M600-50A, M530-50A, M330-50A, M600-65A, M470-65A, M400-65A a M330-35A. Pro jednotlivé plechy byly simulovány jednotlivé zatěžovací body charakteristiky a byly vyneseny závislosti $P_2=f(n)$, $I_{ef}=f(P_2/P_n)$, $\Delta P_{fe}=f(P_2/P_n)$, $\eta=f(P_2/P_n)$. Ztráty ve vinutí statoru ΔP_s , ve vinutí rotoru ΔP_r a ztráty v magnetickém obvodu ΔP_{fe} byly odečteny ze simulací. Pro mechanické ztráty byla použita hodnota konstantních ztrát z měření motoru $\Delta P_{fw}=21,98W$ a dodatečné ztráty byly určeny jako 1% z výkonu motoru $\Delta P_{Lr}=0,01 \cdot P_2$.



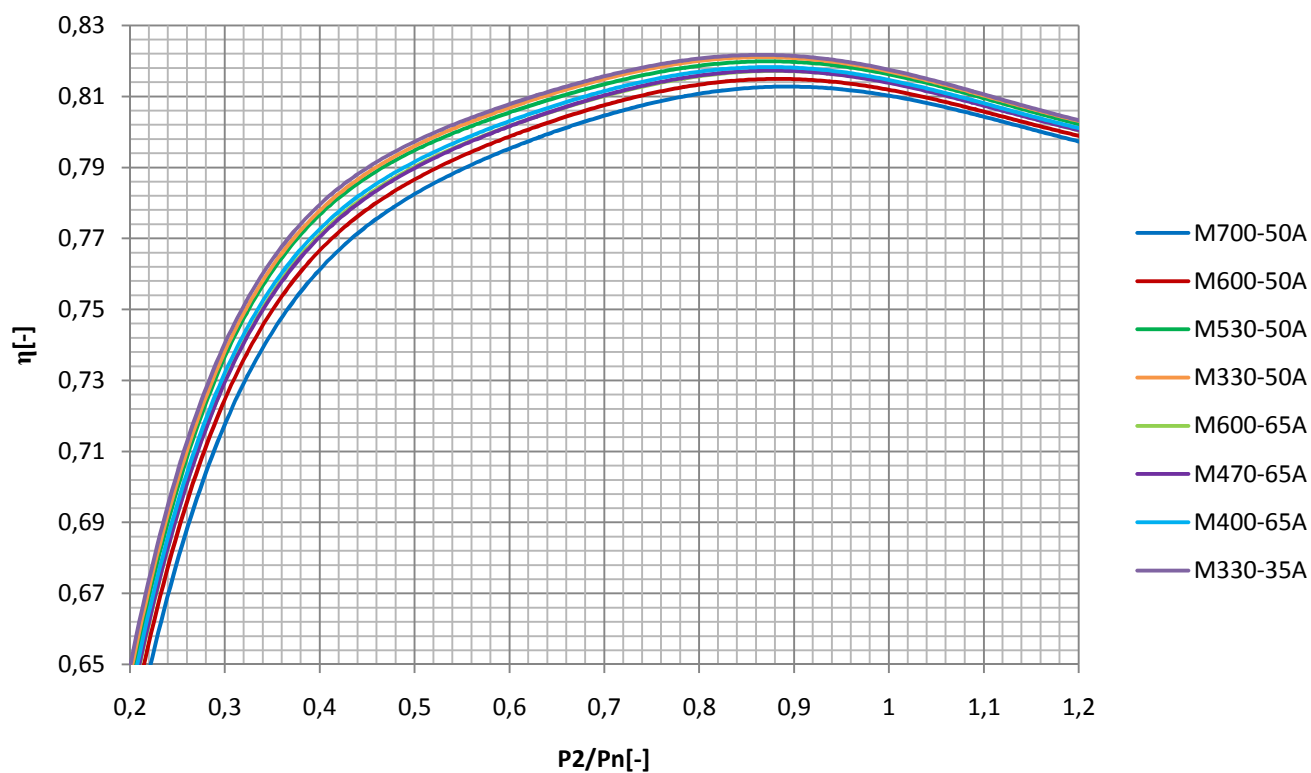
Obr. 41 Grafy závislosti $P_2=f(n)$ pro jednotlivé druhy plechů



Obr. 42 Grafy závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé druhy plechů



Obr. 43 Grafy závislosti $\Delta P_{fe}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé druhy plechů



Obr. 44 Grafy závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé druhy plechů

Použití lepších plechů má zanedbatelný vliv na mechanický výkon motoru. Mění se pouze hodnota odebíraného proudu z důvodu odlišných BH charakteristik jednotlivých plechů.

Ze získaných dat je patrné, že použití plechů s menším ztrátovým číslem má pozorovatelný vliv na účinnost motoru. Na simulovaném modelu je rozdíl mezi nejnižší účinností (plechy M700-50A) a nejvyšší účinností (plechy M330-35A) ve jmenovité hodnotě výkonu 0,69%. Ztráty v magnetickém obvodu motoru klesly o 8,34W. Je tedy třeba věnovat pozornost i ceně plechů, protože kvalitnější plechy jsou dražší. Dále se s použitím tenčích plechů a plechů s vyšším obsahem křemíku zvýší odebíraný magnetizační proud, protože tyto plechy snášejí nižší magnetické sycení.

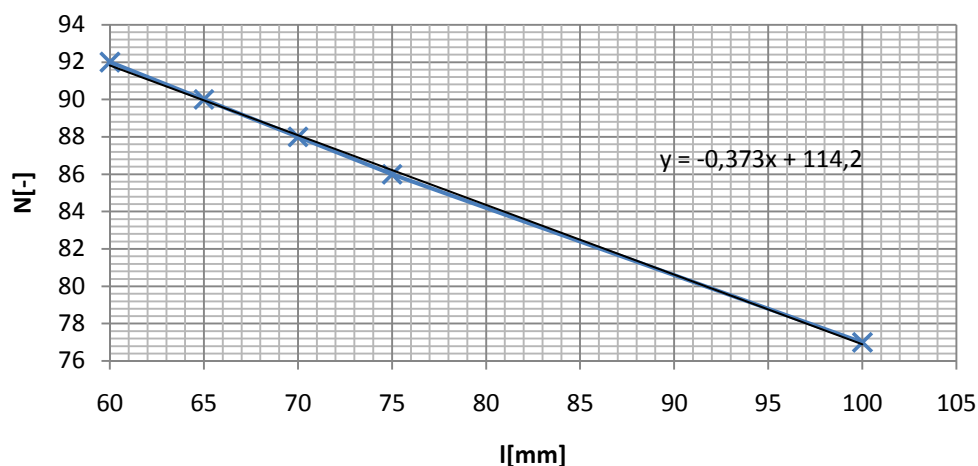
7.4 Prodloužení motoru

Další z teoretických možností snížení ztrát je prodloužení motoru a v důsledku toho snížení magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Tímto způsobem je možné snížit ztráty v magnetickém obvodu motoru, které jsou přímo úměrné magnetické indukci.

Z rovnic pro výpočet indukovaného momentu stroje a indukovaného napětí je zřejmé, že pro zachování původních charakteristik motoru je nutné přepočítat počet závitů ve vinutí motoru (viz kapitola 6.1.2 Snížení ztrát v magnetickém obvodu).

Pro zjištění závislosti mezi počtem závitů N , délkou motoru l a výsledným mechanickým výkonem motoru byly provedeny simulace v programu Maxwell RMxprt. Byly vypočteny závislosti mechanického výkonu na otáčkách stroje $P_2=f(n)$ pro jednotlivé délky motoru a různé počty závitů. Počty závitů a délka motoru pro charakteristiky, které se nejvíce blížily původnímu motoru, byly zapsány do tabulky a vyneseny v grafu jako závislost $N=f(l)$.

l [mm]	N [-]
60	92
65	90
70	88
75	86
100	77

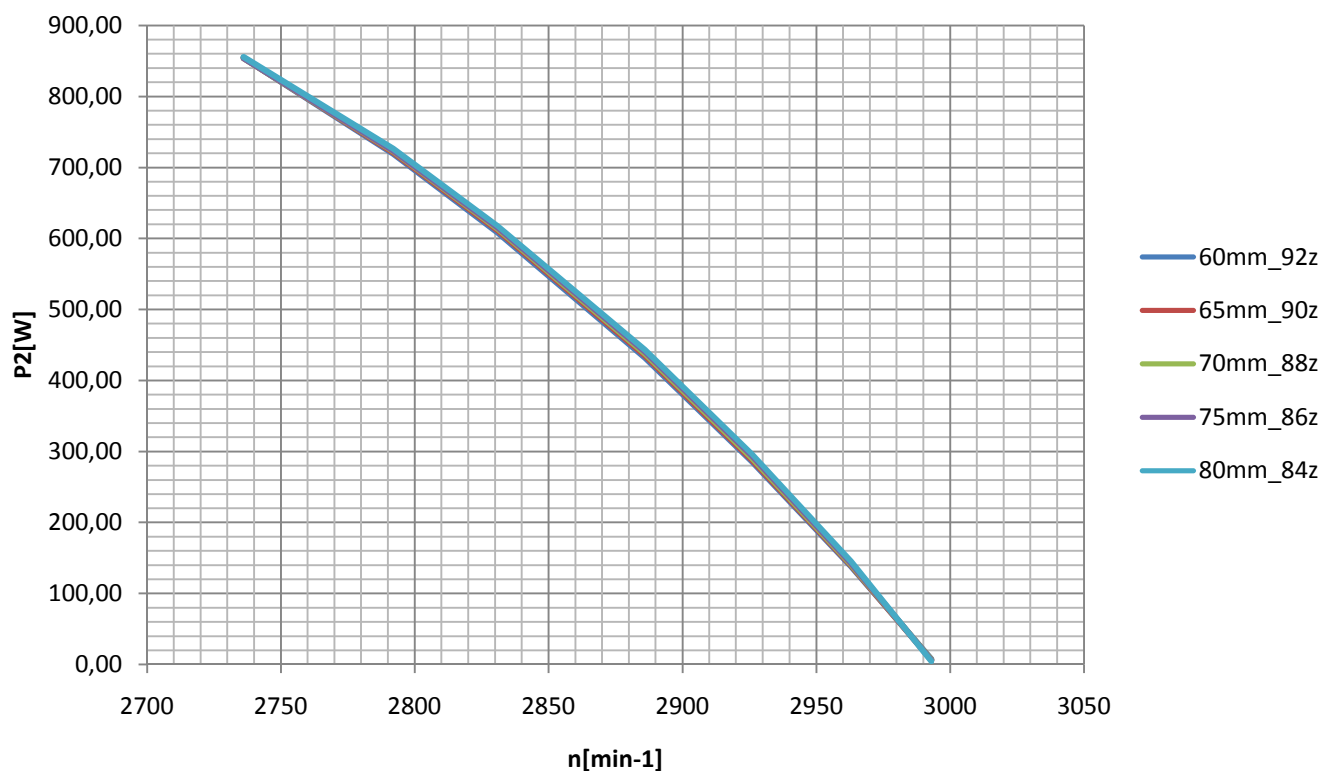


Obr. 45 Závislost počtu závitů N na délce motoru l

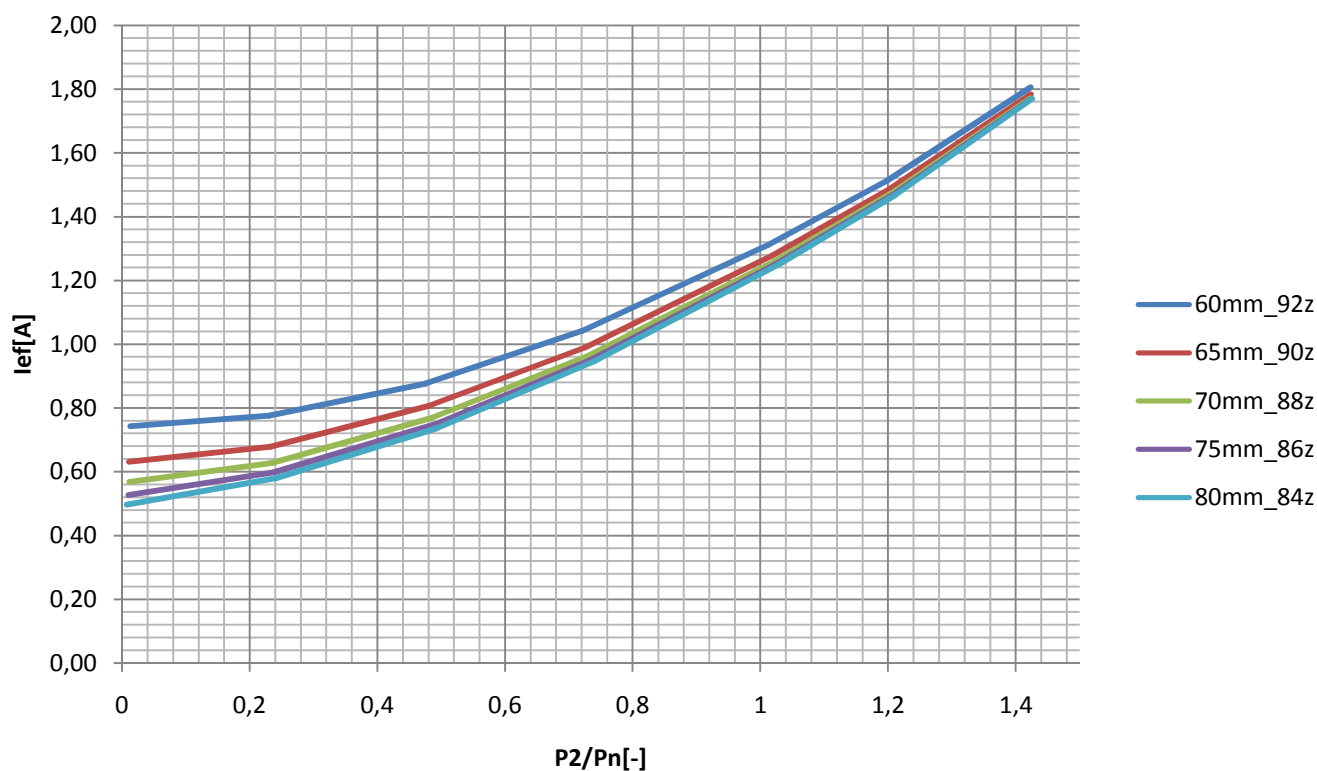
Rovnice regrese této závislosti udává matematickou závislost počtu závitů N na délce motoru l . Pomocí tohoto vztahu může být zjištěn počet závitů pro jakoukoliv délku motoru, při minimálním vlivu na výkonové parametry motoru.

$$N = -0,373 \cdot l + 114,2 \quad (7.4-1)$$

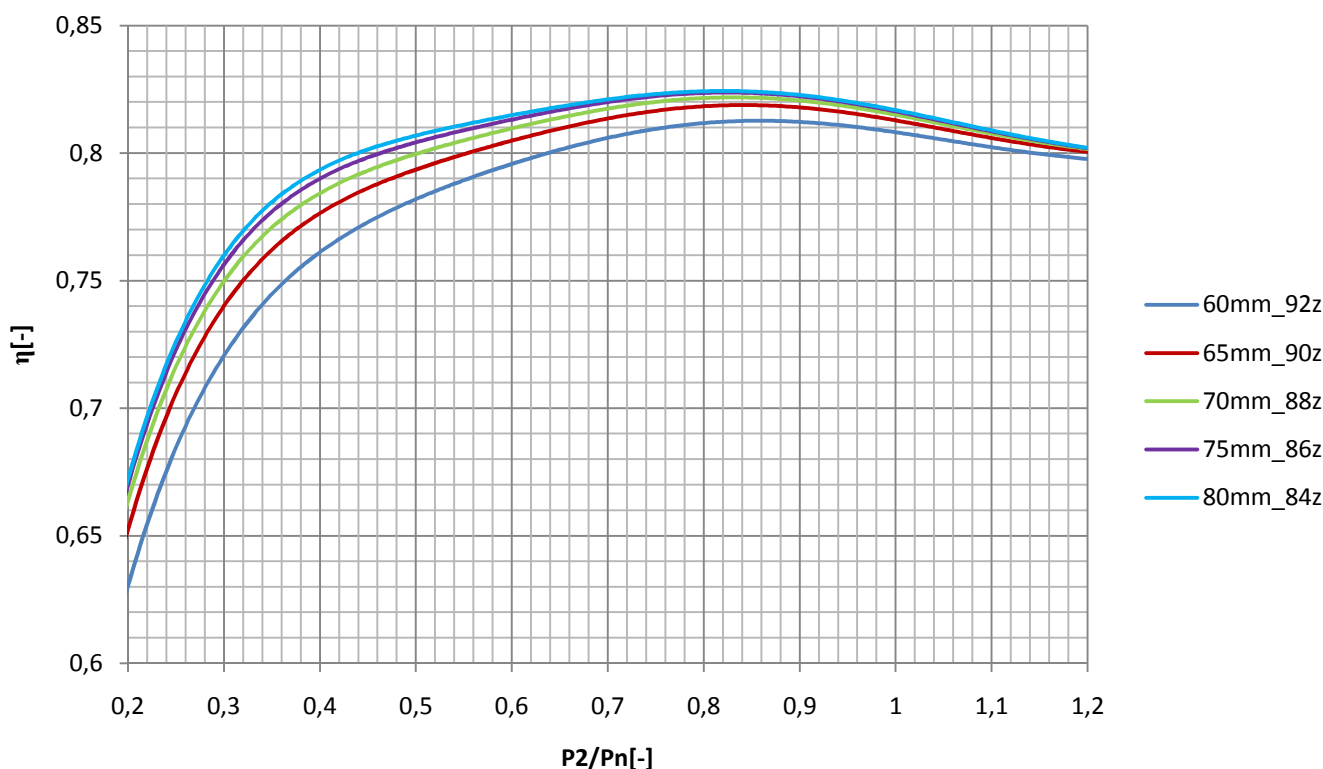
V programu Maxwell 2D design byly provedeny simulace pro délky motoru 65mm, 70mm, 75mm a 80mm s odpovídajícím počtem závitů statorového vinutí a byly porovnány jednotlivé charakteristiky.



Obr. 46 Graf závislosti $P_2=f(n)$ pro jednotlivé délky motorů



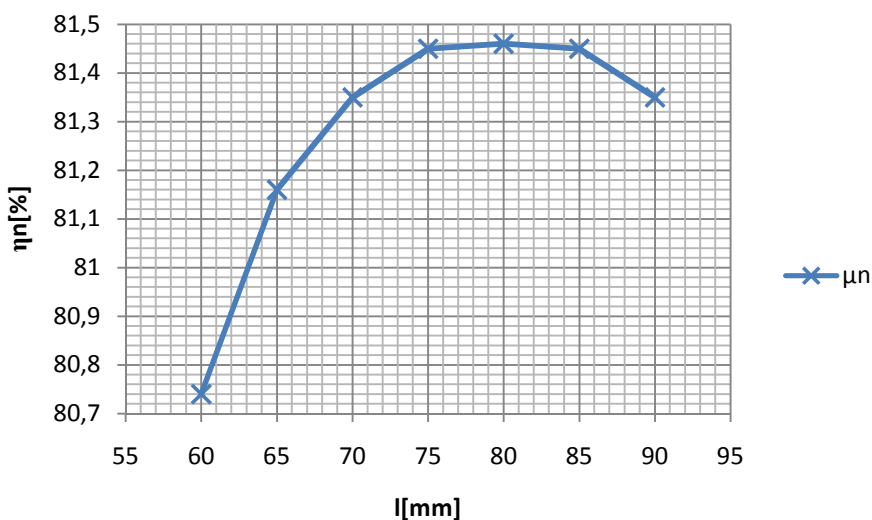
Obr. 47 Graf závislosti $I_{eff}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé délky motorů



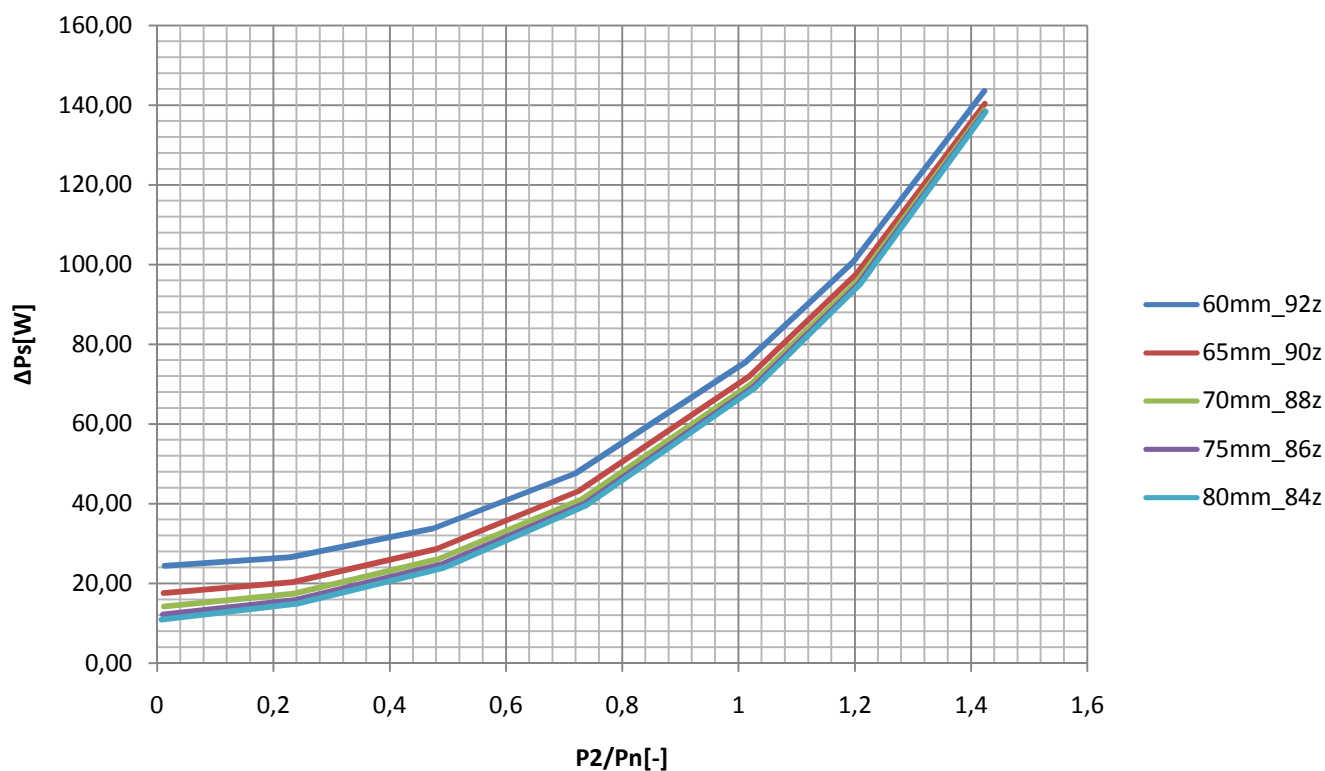
Obr. 48 Graf závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé délky motorů

Z provedených simulací je patrné, že prodloužení motoru a přepočtení počtu závitů k délce motoru má vliv na účinnost stroje. Vlivem snížené magnetické indukce ve vzduchové mezeře klesnou ztráty v magnetickém obvodu ΔP_{fe} . Dále vlivem nižšího magnetizačního proudu a menšího počtu závitů poklesnou ztráty ve vinutí stroje ΔP_s . Naopak ztráty v rotoru ΔP_r s délkou rotoru rostou vlivem prodloužení tyčí klece nakrátko. Závislost účinnosti na délce motoru není rostoucí v celém rozsahu. Účinnost narůstá až do délky motoru 80mm na jmenovitou hodnotu 81,46% a s dalším prodlužováním motoru opět klesá.

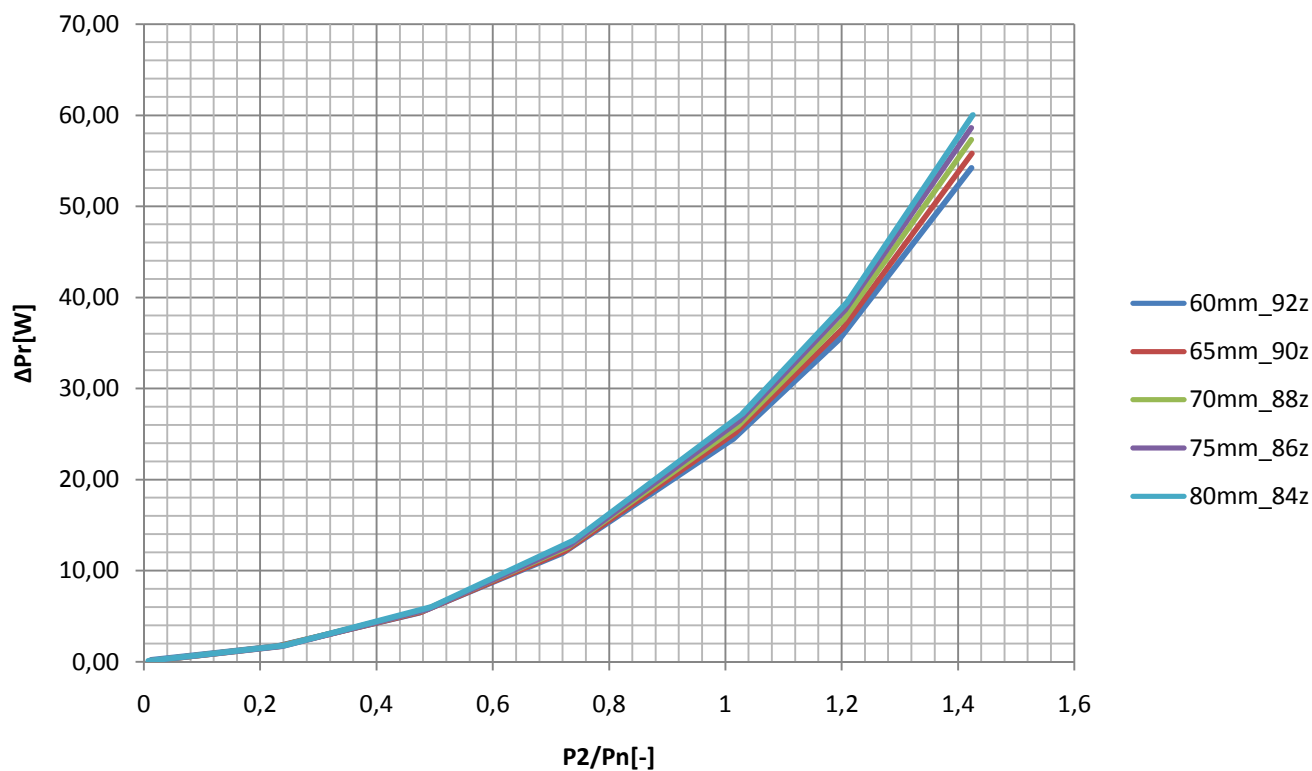
l	N	P _n	μ _n
[mm]	[-]	[W]	[%]
60	92	607,74	80,74
65	90	610,94	81,16
70	88	613,10	81,35
75	86	614,85	81,45
80	84	617,43	81,46
85	82	621,07	81,45
90	81	611,24	81,35



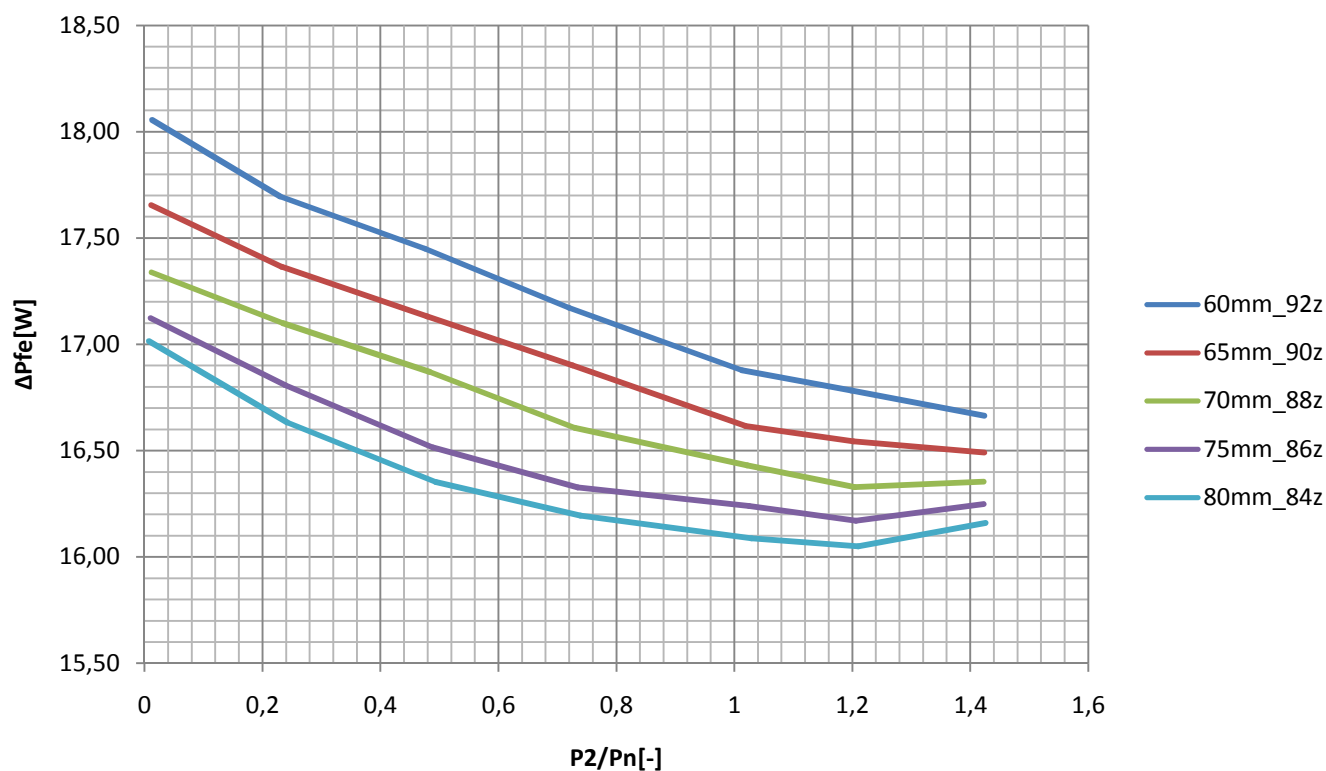
Obr. 49 Závislost účinnosti η_n na délce motoru l



Obr. 50 Graf závislosti ztrát ve vinutí statoru pro různé délky motoru



Obr. 51 Graf závislosti ztrát ve vinutí rotoru pro různé délky motoru



Obr. 52 Graf závislosti ztrát v magnetickém obvodu pro různé délky motoru

7.5 Zvýšení činitele plnění vinutí

Další možností zvýšení účinnosti motoru je snížení ztrát ve vinutí statoru ΔP_s . Ztráty ve vinutí statoru představují největší ztráty v asynchronních motorech, proto by bylo vhodné docílit co největšího snížení těchto ztrát.

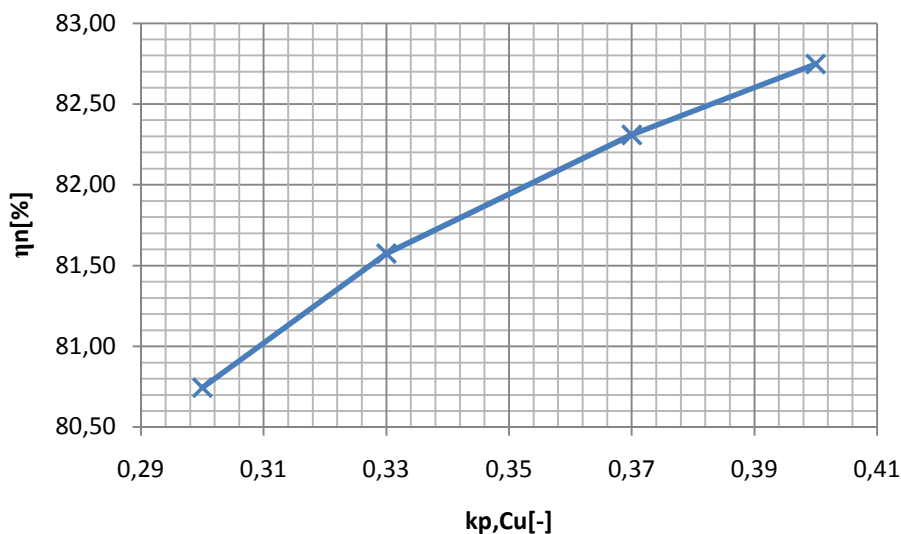
Ztráty jsou závislé na odporu vinutí a proudu, protékajícím tímto vinutím. Při uvažování činitele plnění $k_{p,Cu}$, jako poměru plochy, kterou zabírá vinutí statorového vinutí v drážce statorového plechu S_{Cu} ku ploše drážky statorového plechu S_{dr} , dostaneme vzorec pro výpočet průměru vodiče statorového vinutí při konstantním počtu závitů v drážce statorového plechu N :

$$k_{p,Cu} = \frac{S_{Cu}}{S_{dr}} \quad (7.5-1)$$

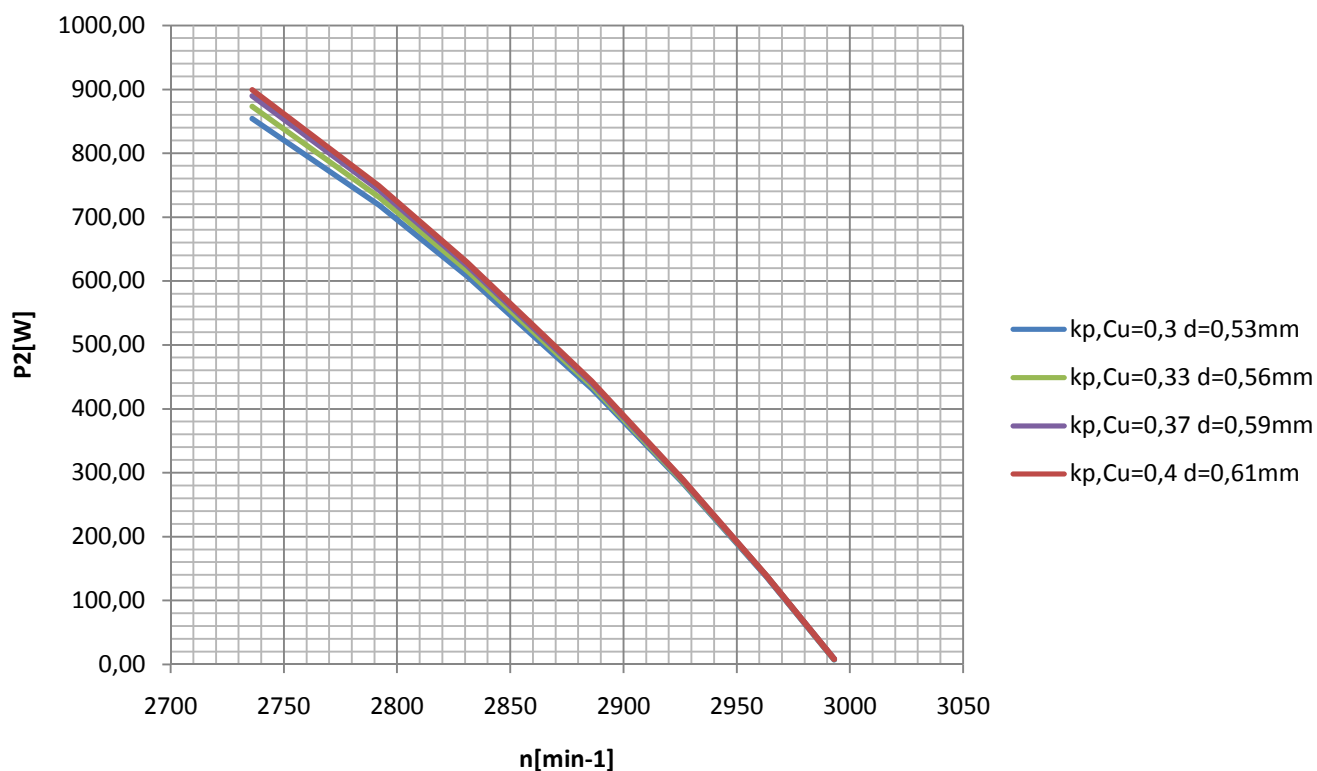
$$d_v = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{dr} \cdot k_{p,Cu}}{N \cdot \pi}} \quad (7.5-2)$$

Při použití vodiče s větším průřezem klesne odpor vinutí a výsledné ztráty ve vinutí statoru jsou menší. U měřeného motoru bylo dosaženo činitele plnění vinutí $k_{p,Cu}=0,3$ s průměrem vodiče vinutí $d_v=0,53\text{mm}$. Pro simulování vyššího činitele plnění byly vybrány hodnoty $k_{p,Cu}=0,33$, $k_{p,Cu}=0,37$ a $k_{p,Cu}=4$. Vypočtené hodnoty nominálních výkonů a účinnosti při nominálním zatížení jsou uvedeny v tabulce:

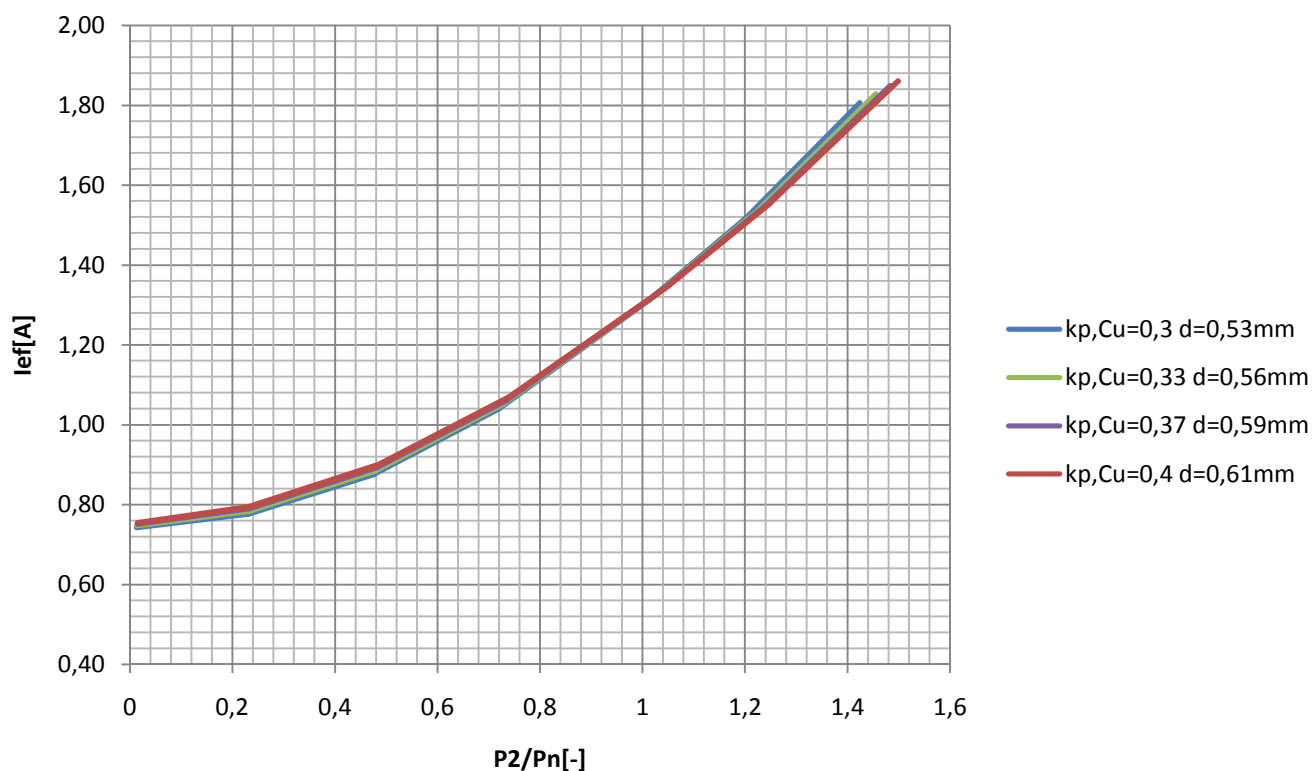
$k_{p,Cu}$	d_v	P_n	η_n
[-]	[mm]	[W]	[-]
0,30	0,53	607,74	80,74
0,33	0,56	616,63	81,57
0,37	0,59	624,39	82,31
0,40	0,61	629,10	82,75



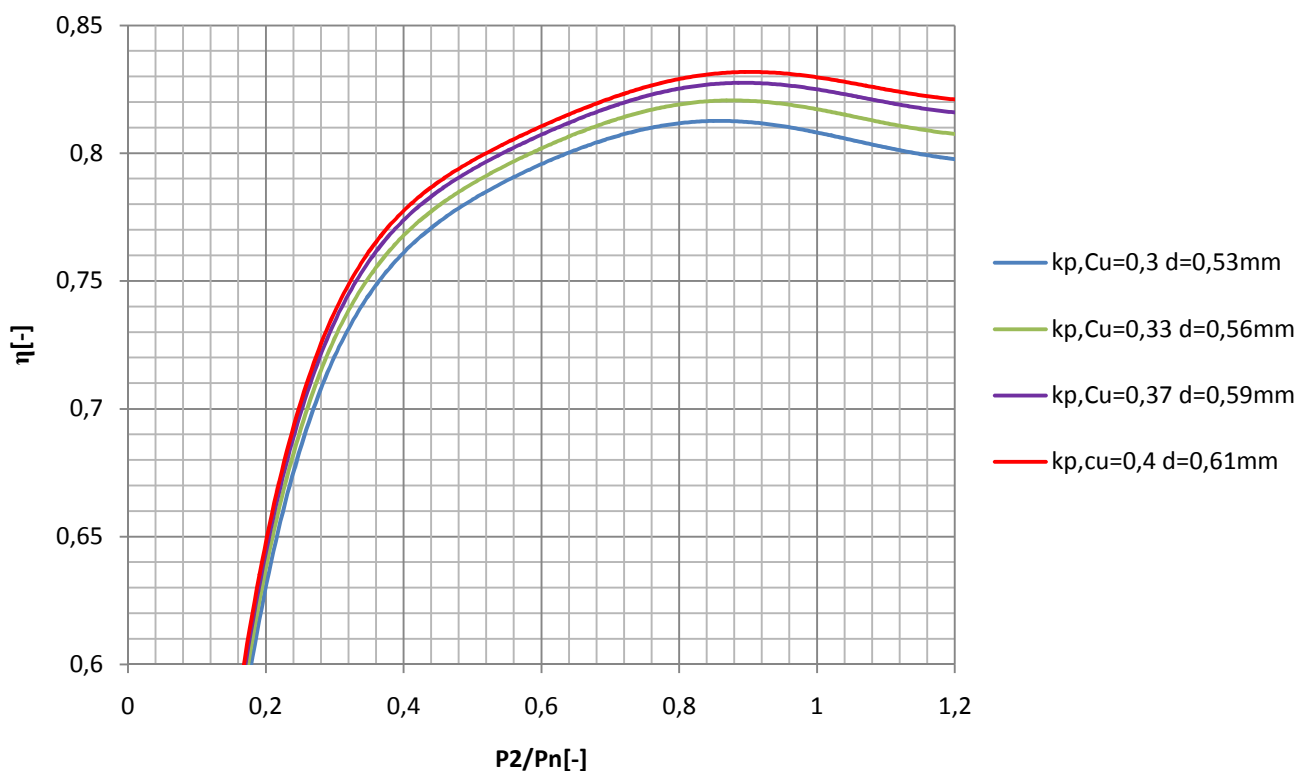
Obr. 53 Závislost účinnosti η_n na činiteli plnění $k_{p,Cu}$



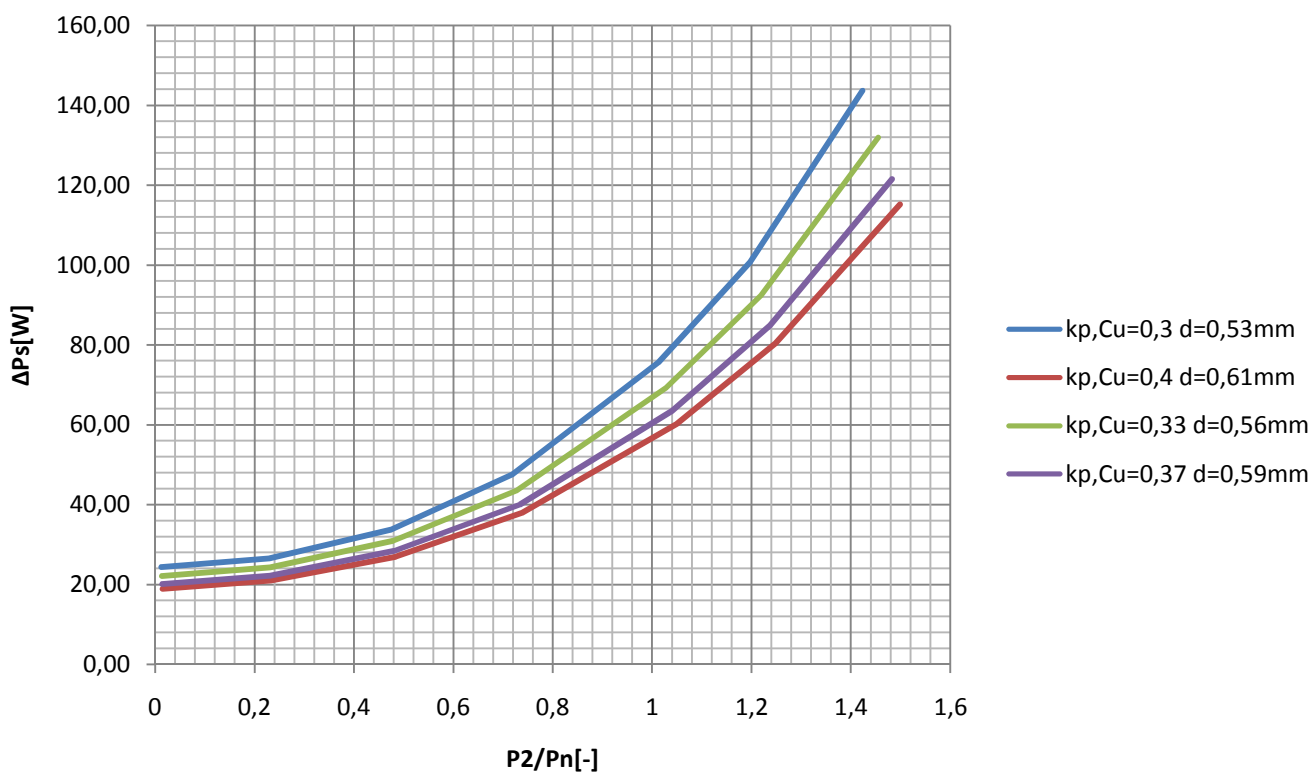
Obr. 54 Graf závislosti $P_2=f(n)$ pro jednotlivé činitele plnění



Obr. 55 Graf závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro jednotlivé činitele plnění



Obr. 56 Graf závislosti $\eta=f(P2/Pn)$ pro jednotlivé činitele plnění



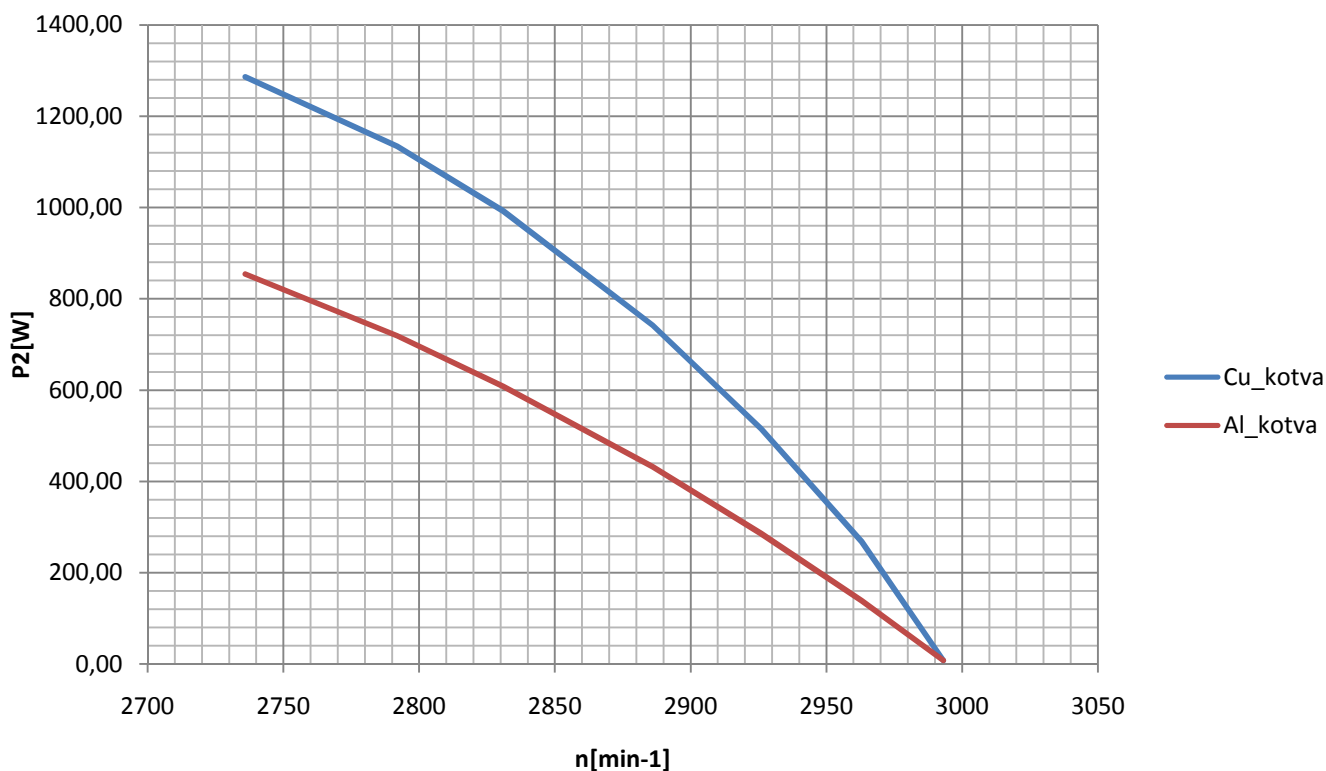
Obr. 57 Graf závislosti $\Delta Ps=f(P2/Pn)$ pro jednotlivé činitele plnění

7.6 Použití měděné klece

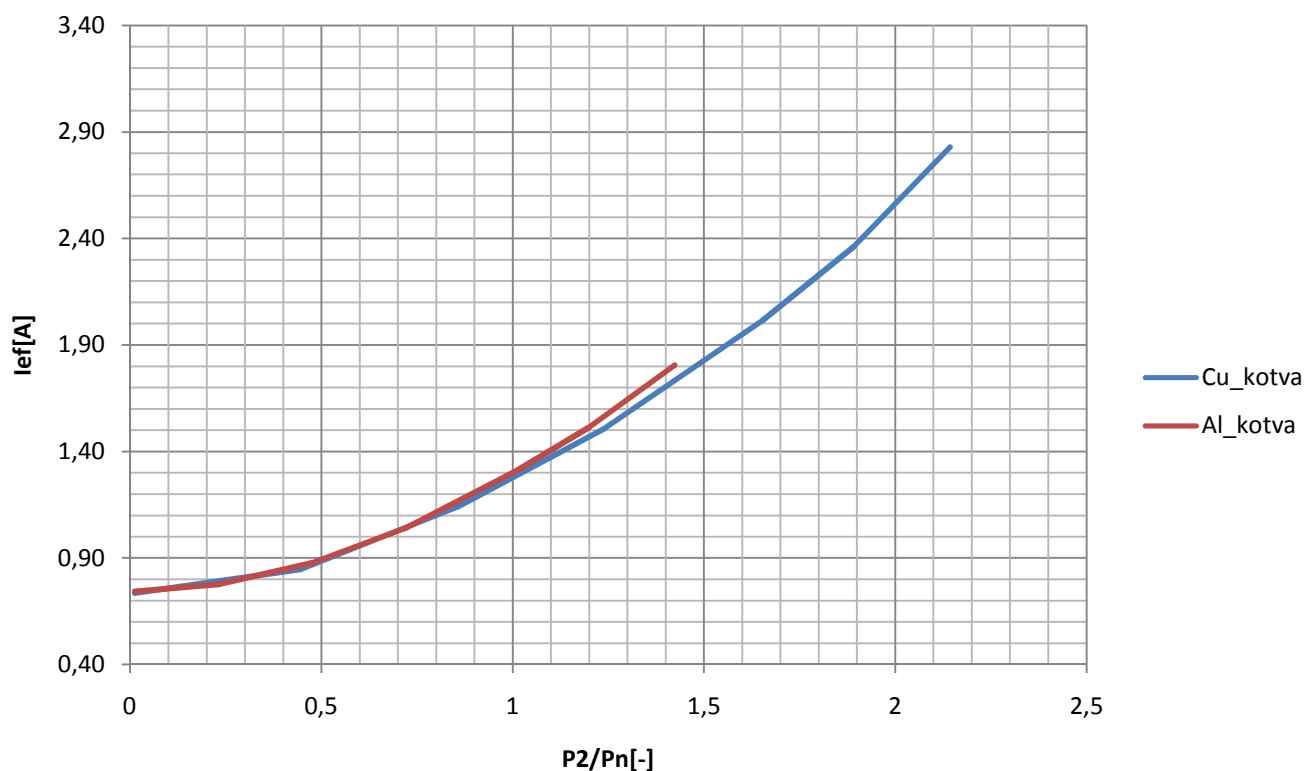
Ačkoliv je použití mědi jako vinutí rotoru velmi problematické, byly provedeny i simulace s touto možností zvýšení účinnosti. Rotorové plechy byly ponechány beze změny, pouze hliník byl nahrazen mědí. V praxi by bylo mnohem výhodnější použít jiný druh drážky rotorového vinutí. Při nahrazení rotorového vinutí měděným vinutím se výrazně změní charakteristiky stroje. V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty jmenovitého výkonu a jmenovité účinnosti vypočítané v programu RMxpert. Z grafů je patrný výrazný pokles ztrát ve vinutí rotoru ΔP_r .

materiál	P _n	η _n
[-]	[W]	[%]
Al	601,44	77,56
Cu	632,22	79,56

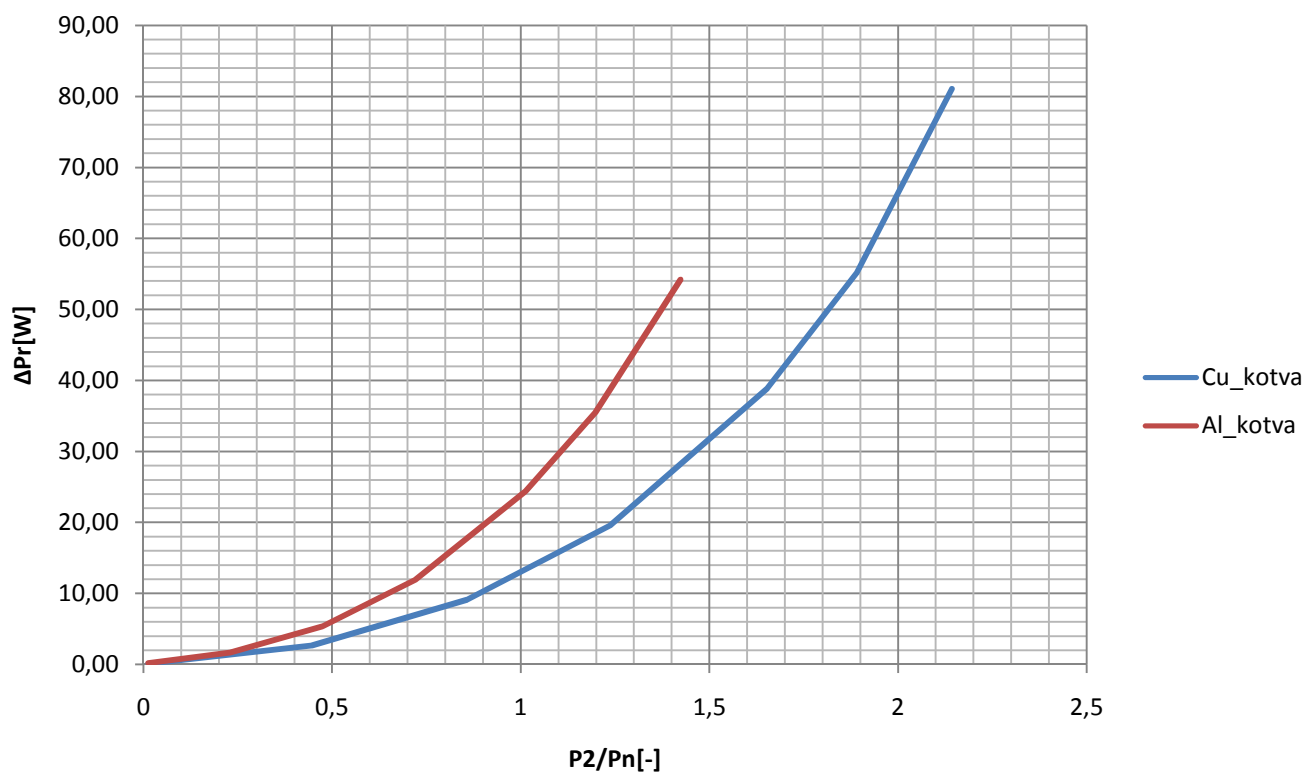
Tab. 16 Jmenovité hodnoty při použití měděné kotvy



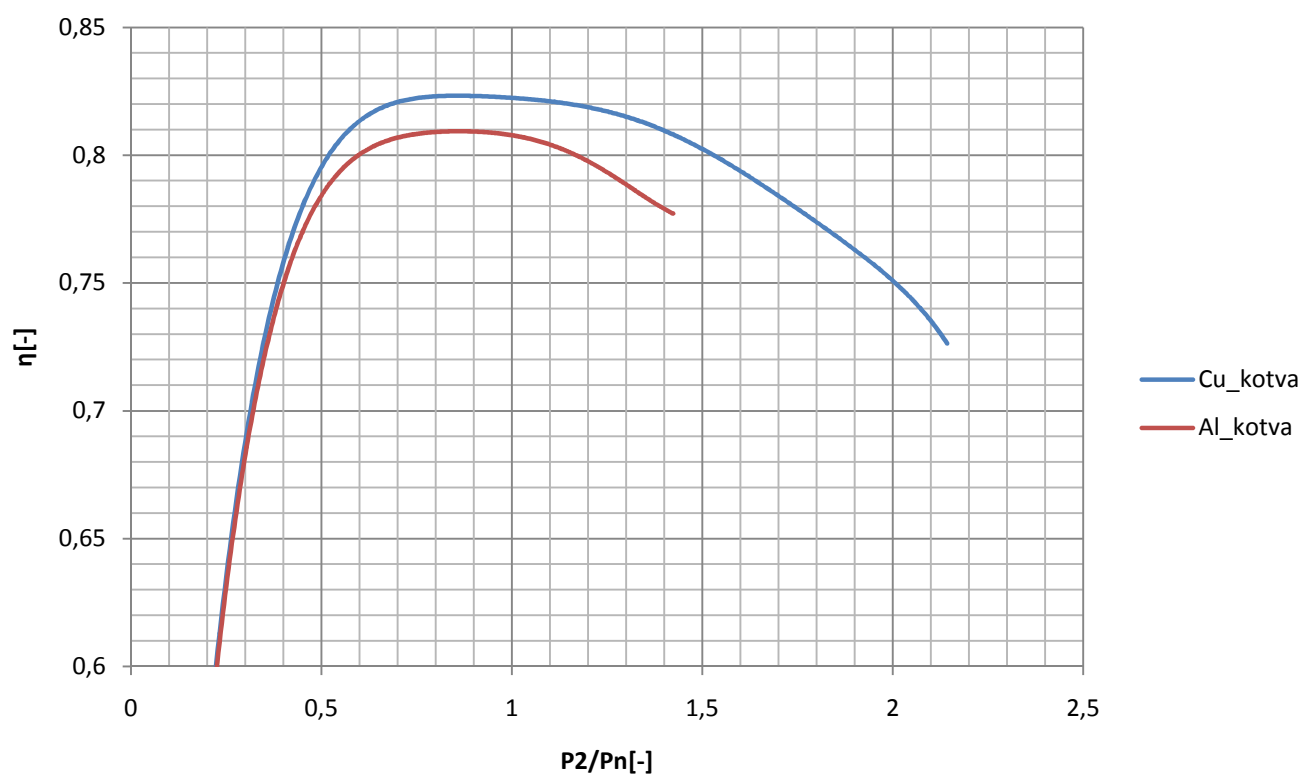
Obr. 58 Graf závislosti $P_2=f(n)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu



Obr. 59 Graf závislosti $I_{eff}=f(P2/Pn)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu



Obr. 60 Graf závislosti $\Delta Pr=f(P2/Pn)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu



Obr. 61 Graf závislosti $\eta=f(P_2/P_n)$ pro hliníkovou a měděnou kotvu

8 MĚŘENÍ PRODLOUŽENÉHO MOTORU ATAS

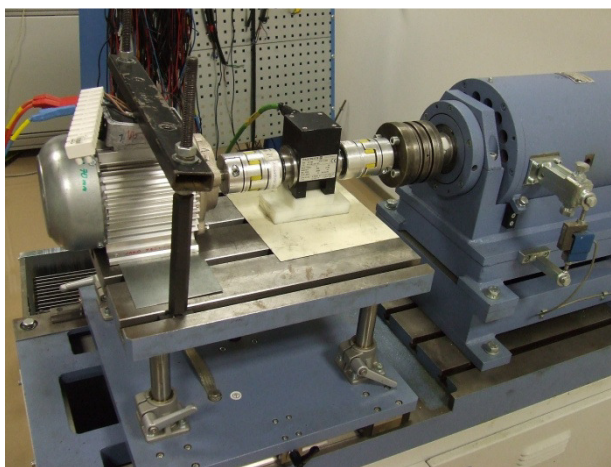
Pro ověření teoretických předpokladů pro zvýšení účinnosti byla vybrána metoda prodloužení motoru. Firma ATAS elektromotory Náchod a.s. vyrobila prototyp motoru, který je prodloužen o 10mm s přepočteným počtem závitů a větším průměrem použitého vodiče. Typově se jedná o totožný motor, který byl měřen v kapitole 5 Měření asynchronního motoru ATAS. Měření probíhalo totožně. Byly měřeny odpory vinutí, zkouška naprázdno a zatěžovací charakteristika motoru. Navíc byly pomocí dynamometru naměřeny mechanické ztráty motoru pro porovnání s vypočtenou hodnotou.

délka	N	d_{1v}	$k_{p,Cu}$
[mm]	[-]	[mm]	[-]
60	92	0,53	0,3
70	80	0,56	0,3

Tab. 17 Porovnání parametrů původního a prodlouženého motoru

Měřicí přístroj	Sériové číslo
Analyzátor YOKOGAWA WT 1600/C1/MTR/EL	000000313758-0000
KEITHLEY 2000 Multimetr	587805
Asynchronní dynamometr ASD 6,3K-4 VUES Brno s.r.o.	129768/00000313095-0000

Tab. 18 Seznam použitých měřicích přístrojů



Obr. 62 Měřicí pracoviště při měření prodlouženého motoru

8.1 Měření odporů vinutí

Měření probíhalo altimetrem Kethley. Odpor byl měřen za studena, před každým typem měření a po každém typu měření. Hodnoty jsou uvedeny v tabulce. Pro výpočty ztrát ve vinutí statoru byla použita průměrná hodnota odporu R_x , kde index x značí číslo fáze vinutí, která byla spočítána z naměřených hodnot před zkouškou R_{x0} a po zkoušce R_{x1} . Před prvním měřením byl motor ponechán v chodu na jmenovitý výkon po dobu dvou hodin, aby byla teplota vinutí co nejlépe ustálena a tím i ustálený odpor vinutí. Vinutí motoru bylo zapojeno do hvězdy, je tedy nutné naměřený odpor vinutí ještě podělit dvěma, abychom získali odpor pouze jednoho vinutí.

		R1	R2	R3	Ravg
		[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]
odpor za studena	Rcold	19,43	19,87	18,99	19,43
zatěžovací charakteristika	Rx0	22,30	22,80	21,72	22,27
	Rx1	21,92	22,48	21,37	21,92
	Rx	11,06	11,32	10,77	11,05
měření naprázdno	Rx0	21,07	21,56	20,59	21,07
	Rx1	20,79	21,29	20,32	20,80
	Rx	10,47	10,71	10,23	10,47

Tab. 19 Naměřené hodnoty odporů vinutí prodlouženého motoru

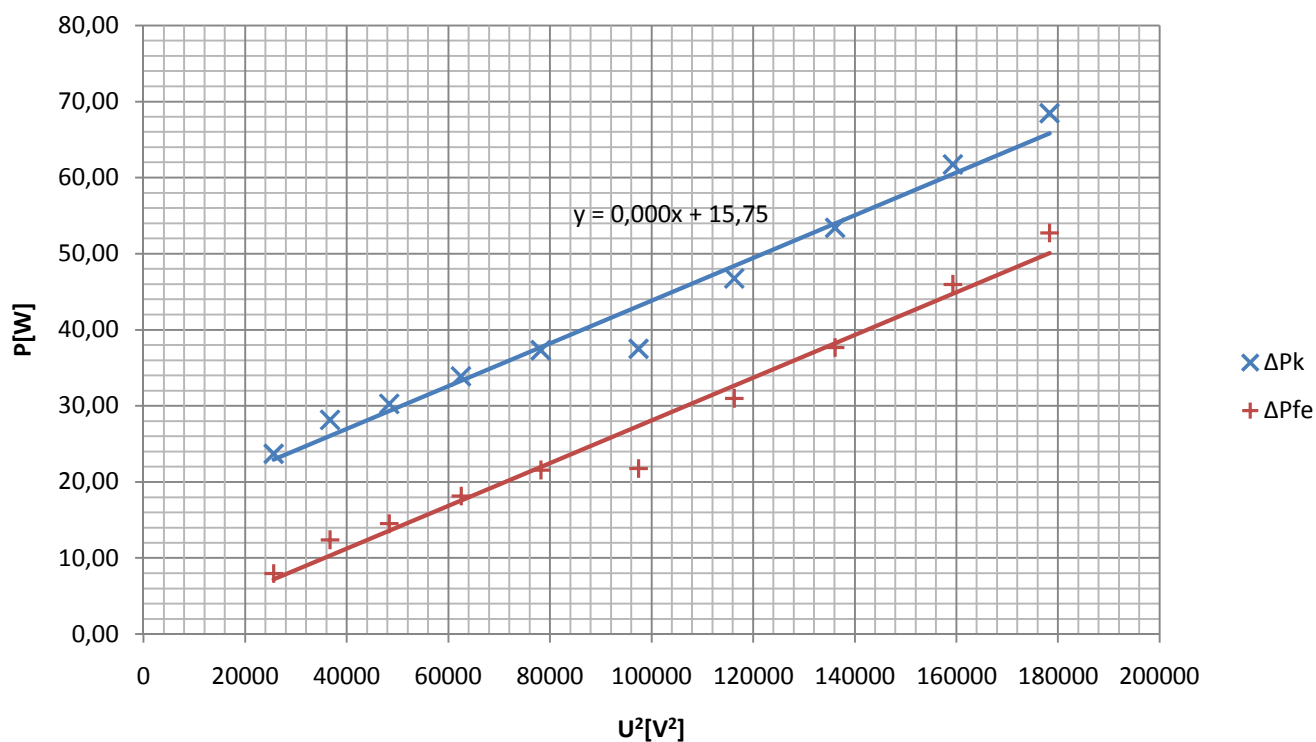
8.2 Měření naprázdno

Dynamometr byl odpojen od motoru a měření probíhalo od hodnoty napájecího napětí 450V až do hodnoty napětí 80V. Minimální hodnota napětí, při které probíhalo měření, byla určena pomocí sledování odebíraného proudu. Měření probíhalo do hodnoty, kdy odebíraný proud přestal klesat a začal narůstat. Tento stav odpovídá přibližně hodnotě skluzu $s=1,5\%$. Od této hodnoty skluzu již nejsou hodnoty ztrát v magnetickém obvodu zanedbatelné.

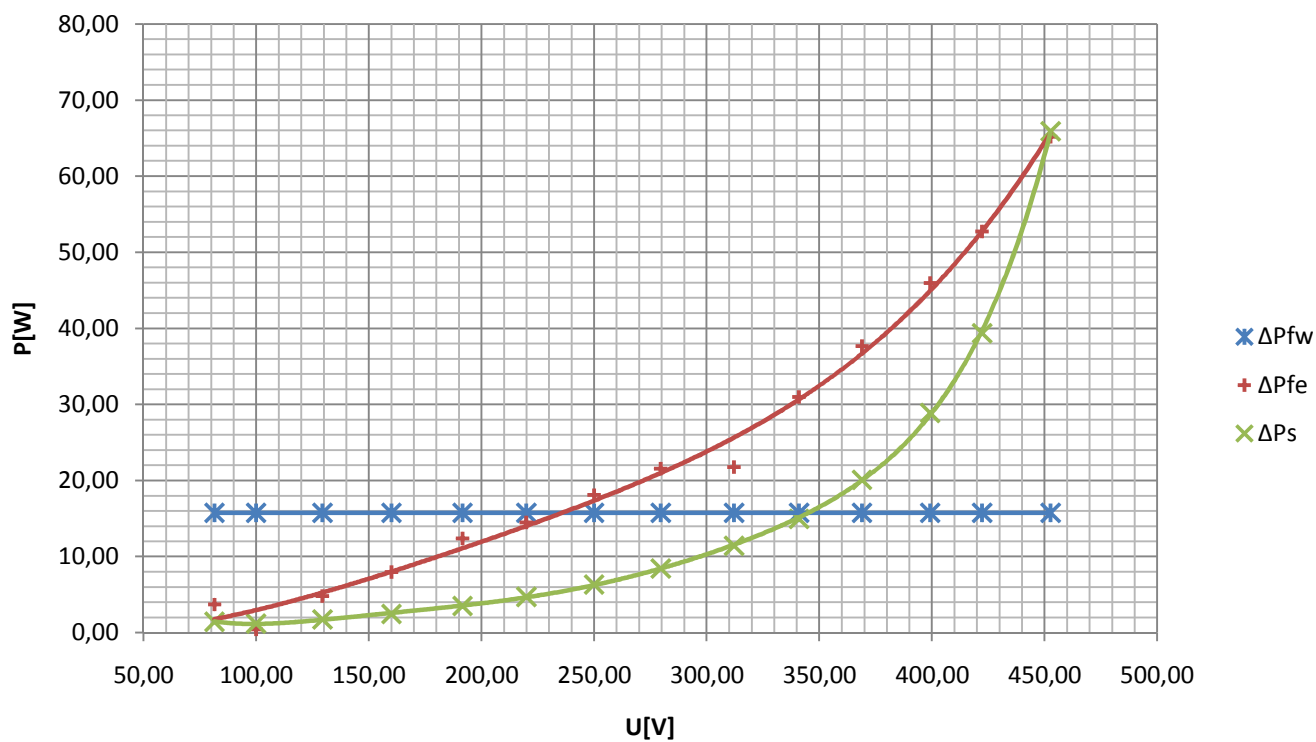
U1	U2	U3	Uavg	I1	I2	I3	Iavg	P1	ΔP_s	ΔP_k	ΔP_{fw}	ΔP_{fe}
[V]	[V]	[V]	[V]	[A]	[A]	[A]	[A]	[W]	W	W	W	W
453,71	452,81	451,51	452,68	1,40	1,47	1,47	1,45	146,80	65,89	80,91	15,75	65,16
423,14	422,56	421,09	422,26	1,08	1,14	1,14	1,12	107,80	39,35	68,45	15,75	52,70
399,83	399,45	398,13	399,14	0,93	0,97	0,98	0,96	90,60	28,90	61,70	15,75	45,95
369,47	369,15	368,08	368,90	0,78	0,80	0,82	0,80	73,50	20,09	53,41	15,75	37,66
341,33	341,29	340,27	340,96	0,68	0,69	0,70	0,69	61,70	14,97	46,73	15,75	30,98
312,47	312,41	311,53	312,14	0,59	0,60	0,61	0,60	48,93	11,42	37,51	15,75	21,76
279,93	279,92	279,00	279,62	0,51	0,52	0,53	0,52	45,75	8,44	37,31	15,75	21,56
250,18	250,30	249,49	249,99	0,44	0,45	0,46	0,45	40,22	6,34	33,88	15,75	18,13
220,13	220,21	219,41	219,92	0,38	0,39	0,39	0,39	34,96	4,72	30,24	15,75	14,49
191,80	191,91	191,10	191,60	0,33	0,33	0,34	0,33	31,66	3,52	28,14	15,75	12,39
160,17	160,30	159,66	160,04	0,28	0,28	0,28	0,28	26,17	2,46	23,71	15,75	7,96
129,52	129,69	129,06	129,42	0,23	0,24	0,24	0,24	22,30	1,74	20,56	15,75	4,81
100,06	100,11	99,54	99,90	0,19	0,19	0,20	0,20	17,39	1,21	16,18	15,75	0,43
81,54	81,70	81,10	81,45	0,21	0,21	0,22	0,21	20,92	1,43	19,49	15,75	3,74

Tab. 20 Naměřené a vypočítané hodnoty z měření naprázdno prodlouženého motoru

Hodnoty jednotlivých ztrát byly vypočteny podle normy ČSN EN 60034-2-1 (350000) [14] (viz kapitola 5 Měření asynchronního motoru ATAS). Mechanické ztráty byly určeny z křivky konstantních ztrát $\Delta P_k=f(U^2)$ jako průsečík křivky s osou y. Z rovnice regrese byla tato hodnota určena jako $\Delta P_{fw}=15,75W$. Mechanické ztráty byly také měřeny pomocí dynamometru. Na dynamometru byly nastaveny jmenovité otáčky motoru a při odpojení motoru z napájecí sítě byl naměřen ztrátový výkon 17,3W. Hodnota těchto ztrát nebyla ustálená a nebylo tedy možné ji přesněji odečíst, proto je považována za informativní.



Obr. 63 Určení mechanických ztrát z měření naprázdno prodlouženého motoru



Obr. 64 Rozdělení ztrát při měření naprázdno prodlouženého motoru

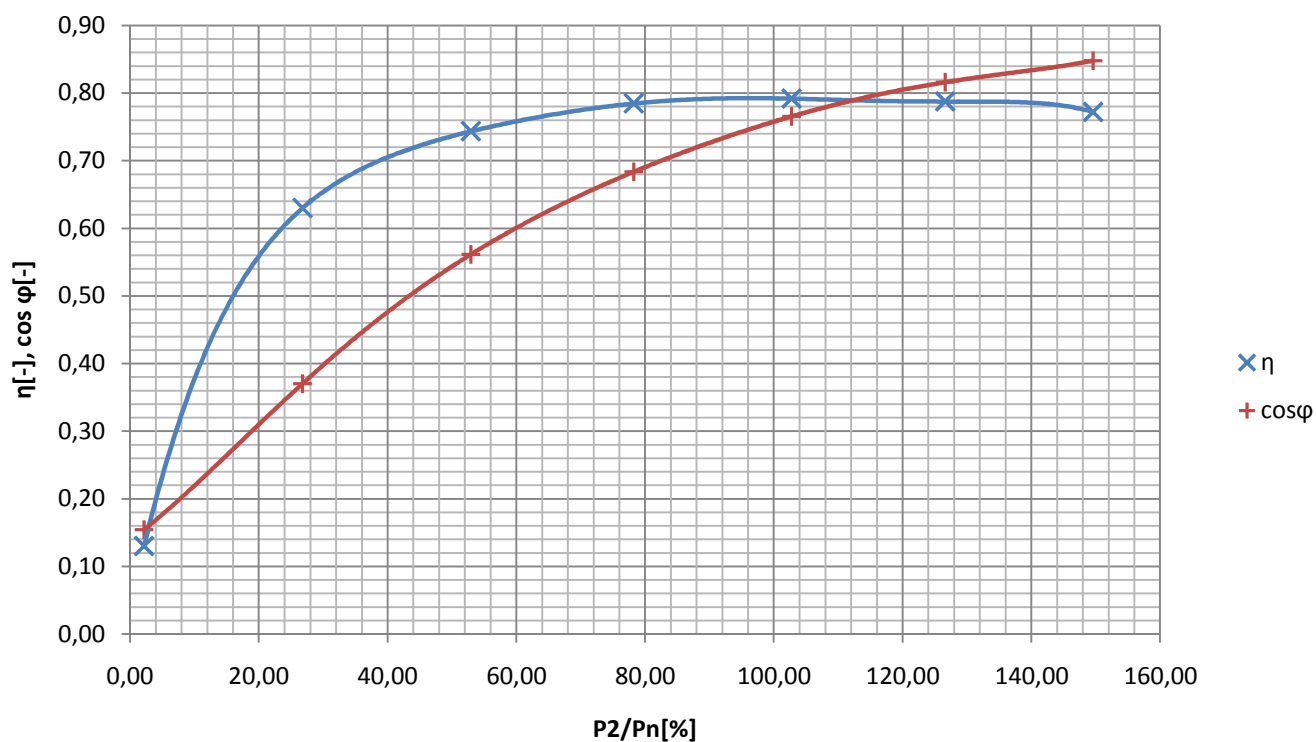
8.3 Měření při zatížení

Při měření zatěžovacích charakteristik byl motor zatěžován asynchronním tachodynamem v rozmezí momentů 3Nm – 0Nm. Byl změřen příkon P_1 , účinník $\cos\varphi$, napětí a proudy jednotlivých fází U_x a I_x a otáčky motoru n . Pomocí těchto dat byly určeny ztráty při zatížení. Ztráty mechanické jsou známy z měření naprázdno, $\Delta P_{fw}=15,75W$. Ostatní ztráty byly vypočteny dle příslušných vzorců daných normou ČSN EN 60034-2-1 (350000) [14].

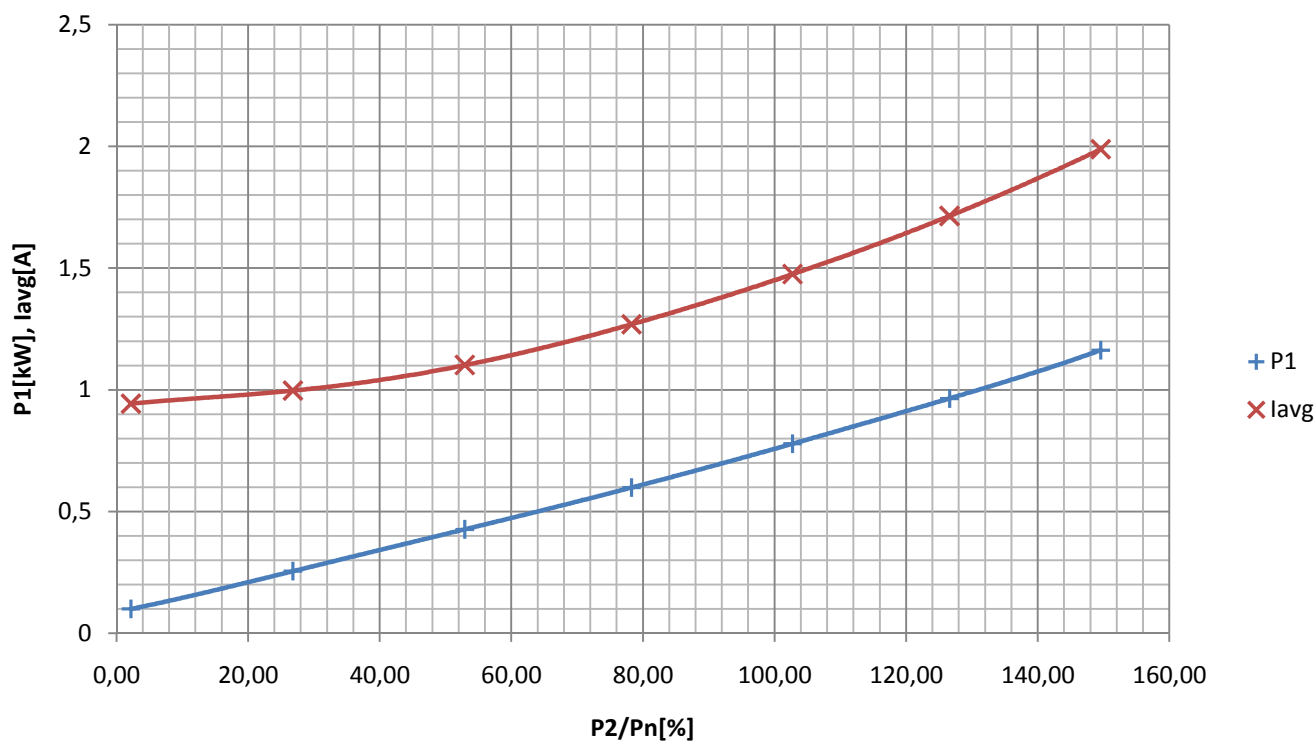
P2/Pn	M	U1	U2	U3	Uavg	I1	I2	I3	Iavg	P1	n
[%]	[Nm]	[V]	[V]	[V]	[V]	[A]	[A]	[A]	[A]	[W]	[min-1]
149,61	3,08	399,05	398,70	397,61	398,45	1,98	1,99	2,00	1,99	1162,90	2789
126,63	2,57	398,91	398,86	397,51	398,43	1,70	1,71	1,73	1,71	965,00	2830
102,76	2,05	399,01	398,68	397,56	398,42	1,46	1,47	1,49	1,47	778,90	2868
78,27	1,55	399,10	398,85	397,79	398,58	1,25	1,27	1,29	1,27	598,70	2904
52,94	1,03	399,56	399,27	398,40	399,08	1,08	1,11	1,12	1,10	427,40	2935
26,80	0,52	399,88	399,57	398,80	399,42	0,98	1,00	1,01	1,00	255,40	2966
2,19	0,04	399,74	399,50	398,56	399,27	0,92	0,95	0,96	0,94	100,90	2993

s	P2	ΔP_{fw}	ΔP_s	ΔP_{fe}	ΔP_r	ΔP_{Lr}	ΔP_{celk}	η	$\cos\varphi$
[%]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[-]	[-]
7,03	897,64	15,75	131,01	37,91	69,91	10,35	264,93	0,77	0,85
5,67	759,77	15,75	97,38	39,01	46,95	7,25	206,34	0,79	0,82
4,40	616,58	15,75	72,12	40,08	29,33	4,70	161,99	0,79	0,77
3,20	469,61	15,75	53,37	41,17	16,13	2,73	129,15	0,78	0,68
2,17	317,64	15,75	40,23	42,30	7,47	1,31	107,05	0,74	0,56
1,13	160,81	15,75	32,96	43,41	2,03	0,44	94,59	0,63	0,37
0,23	13,16	15,75	29,50	44,33	0,06	0,16	89,79	0,13	0,15

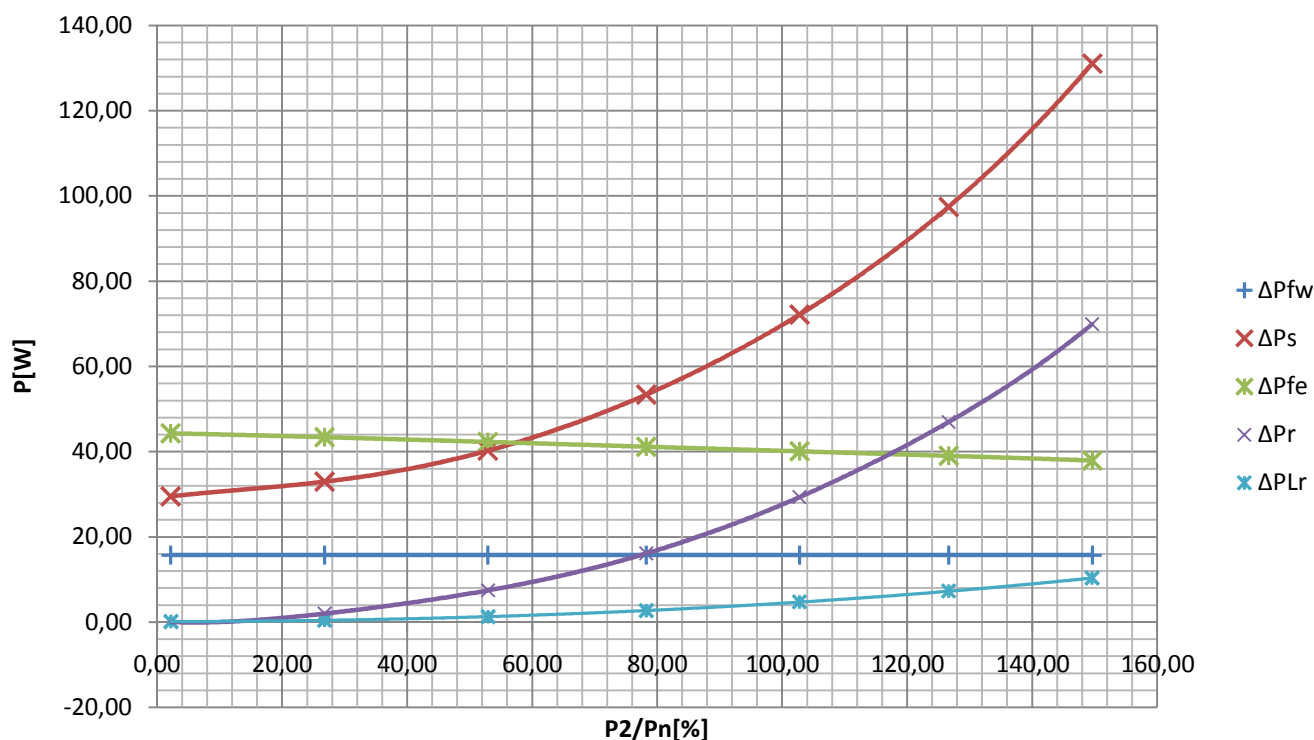
Tab. 21 Tabulka naměřených a vypočítaných hodnot měření při zatížení prodlouženého motoru



Obr. 65 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\cos \varphi = f(P_2/P_n)$ a $\eta = f(P_2/P_n)$ prodlouženého motoru



Obr. 66 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $I_I = f(P_2/P_n)$ a $P_1 = f(P_2/P_n)$ prodlouženého motoru



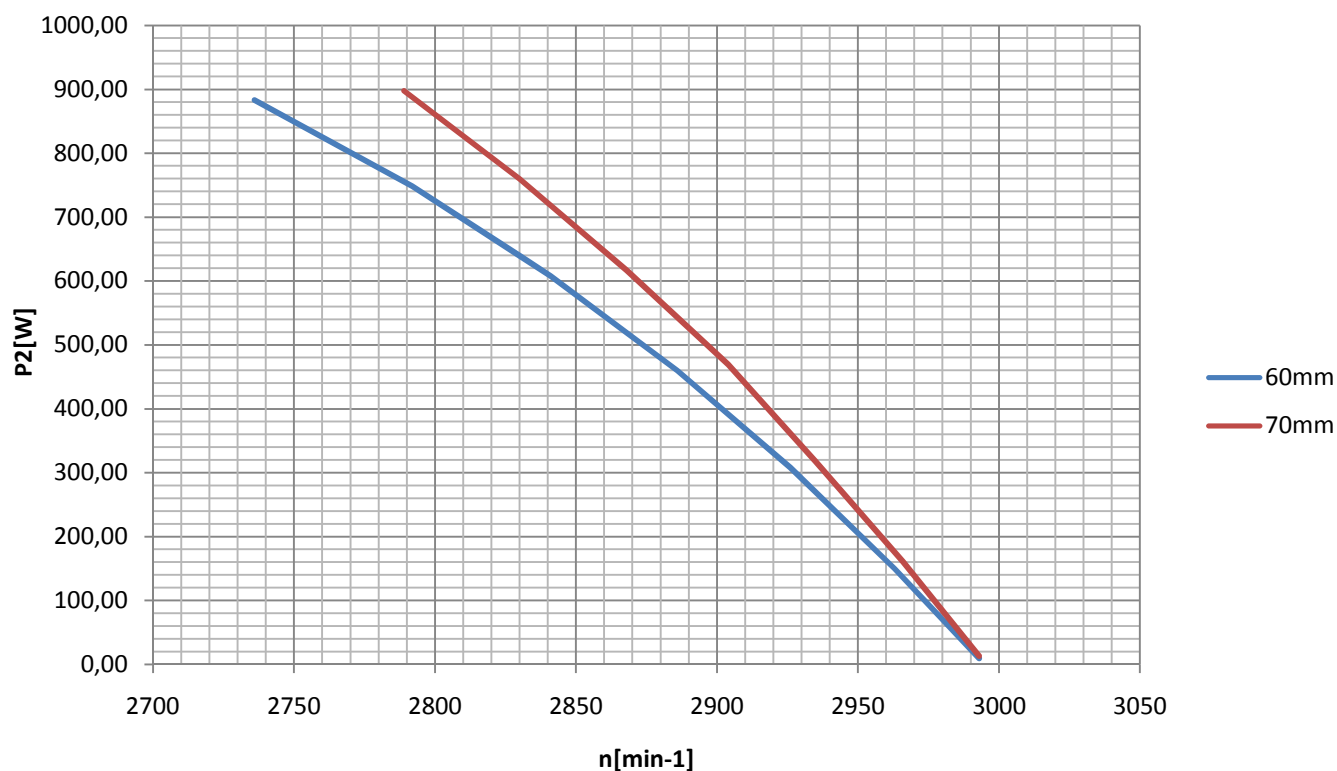
Obr. 67 Zatěžovací charakteristika. Graf závislosti $\Delta P = f(P_2/P_n)$ prodlouženého motoru

8.4 Porovnání motorů s délkou 60mm a 70mm

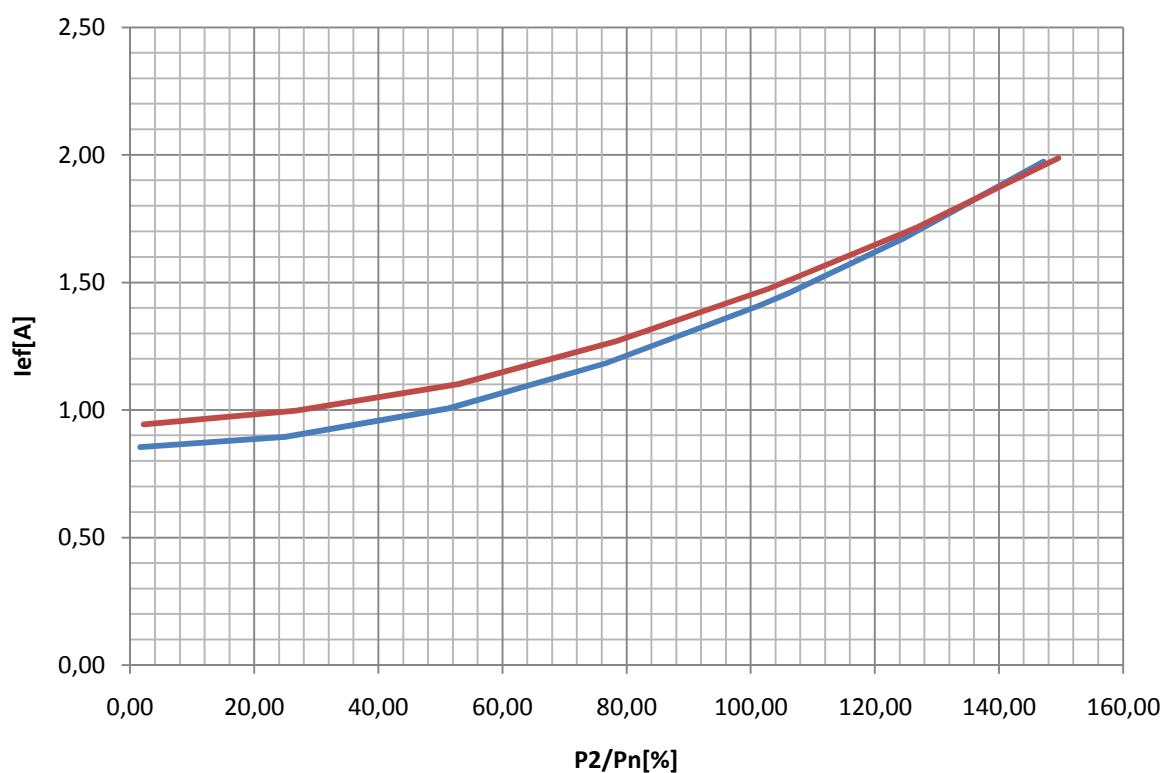
V této kapitole jsou porovnány charakteristiky původního motoru ATAS T22VT512 (71-0512) a prototypového motoru s prodlouženým magnetickým obvodem. Především je patrný velký rozdíl v zatěžovací charakteristice. Prodloužený motor dosahuje jmenovitého momentu při vyšších otáčkách. Při porovnání průběhu se simulovaným motorem je tento rozdíl pravděpodobně způsoben špatným přepočtením závitů statorového vinutí motoru. Dále je zřejmé, že poklesy mechanické ztráty motoru. Tento jev může být způsoben drobnými nepřesnostmi při sestavování motoru. U motorů takto malých výkonů má každá nepřesnost při sestavování velký vliv na mechanický ztrátový moment. Největšího snížení ztrát je dosaženo u ztrát ve vinutí statoru a rotoru. Naopak u ztrát v magnetickém obvodu jsou ztráty v některých bodech i vyšší. Při provedení kontrolních simulací bylo zjištěno, že magnetická indukce v mezeře zůstala přibližně stejná.

délka	P _n	I _{ef} , n	η _n	ΔP _{fw}	ΔP _s	ΔP _{fe}	ΔP _r	ΔP _{Lr}
[mm]	[W]	[A]	[%]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]
70	616,58	1,47	79,16	15,75	72,12	40,08	29,33	4,70
60	607,50	1,41	77,36	21,98	83,49	31,42	35,53	5,38
Rozdíl	9,08	0,06	1,80	-6,23	-11,37	8,66	-6,20	-0,68

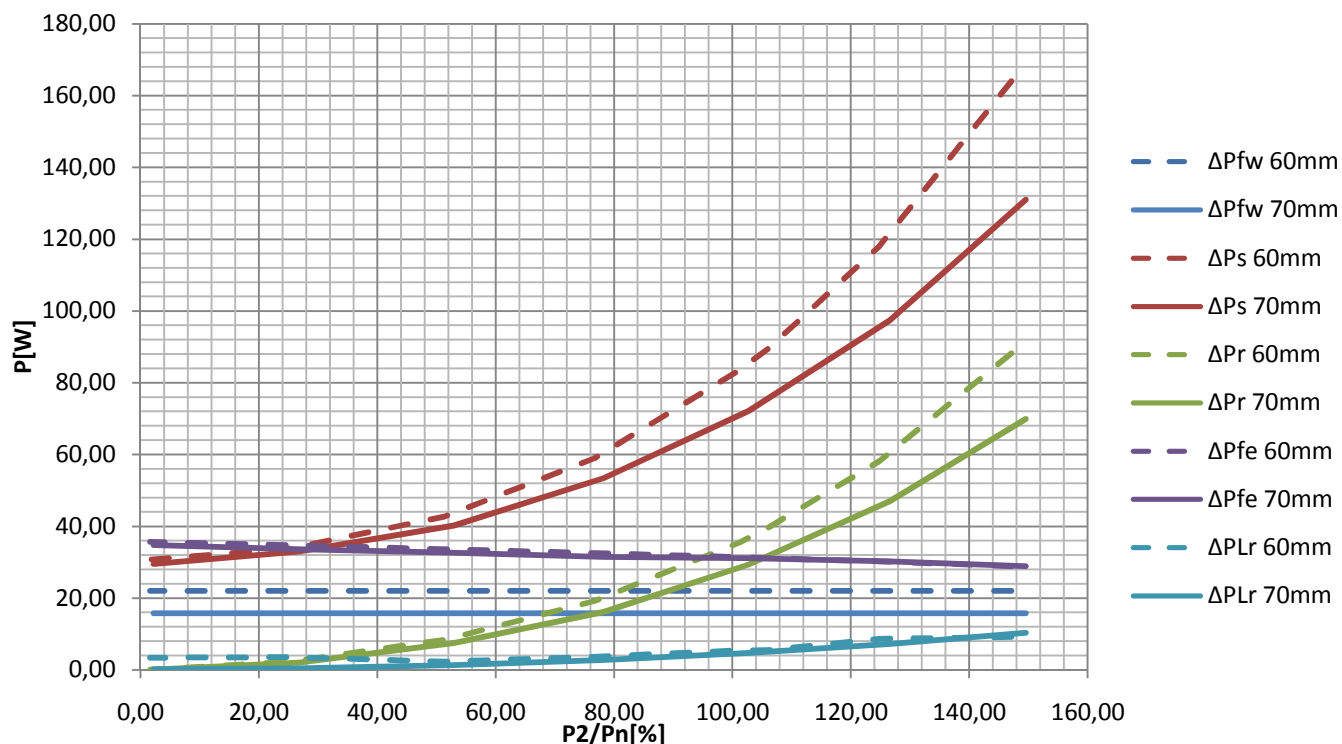
Tab. 22 Porovnání naměřených jmenovitých hodnot délek motoru 60mm a 70mm



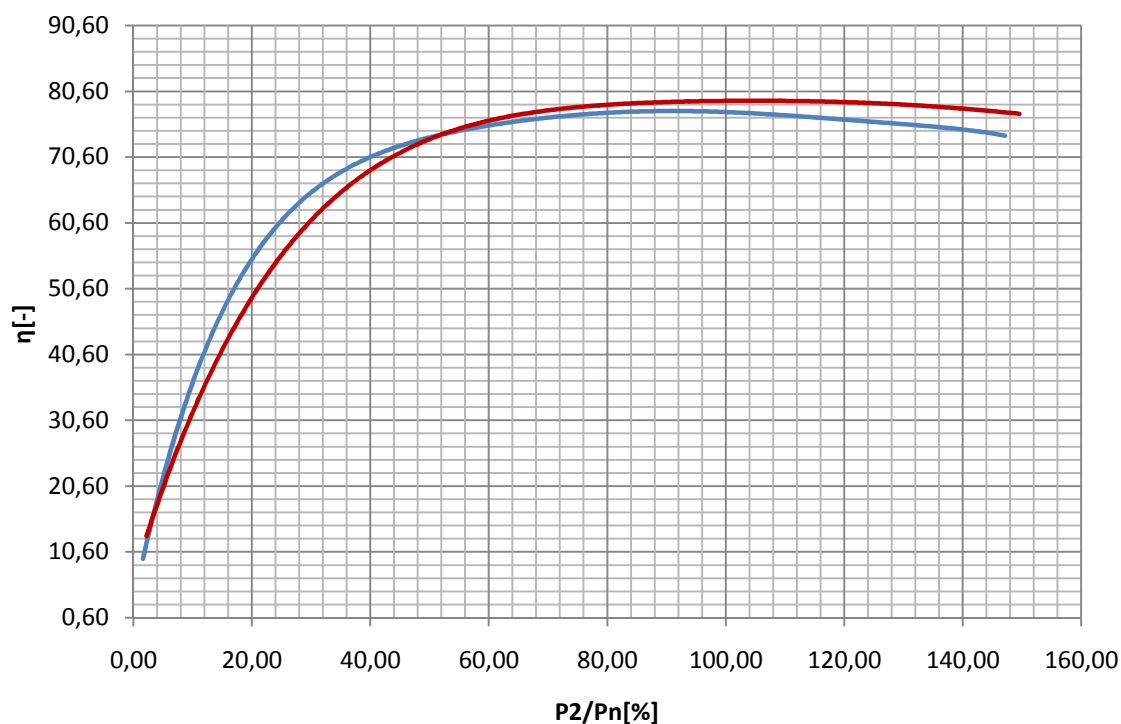
Obr. 68 Porovnání závislosti $P_2=f(n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm



Obr. 69 Porovnání závislosti $I_{ef}=f(P_2/P_n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm



Obr. 70 Porovnání závislosti ztrát $\Delta P = f(P_2/P_n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm



Obr. 71 Porovnání závislosti účinnosti $\eta = f(P_2/P_n)$ pro délky motoru 60mm a 70mm

9 ZÁVĚR

Tématem této diplomové práce je zlepšování energetických parametrů asynchronních strojů malého výkonu. Těmito energetickými parametry je především myšlena účinnost přeměny elektrické energie na mechanickou energii. První část diplomové práce se zabývá teoretickým rozбором funkce asynchronních motorů a rozбором vzniku jednotlivých ztrát, které mají vliv na účinnost. Dále je proveden krátký teoretický rozbor věnovaný měření těchto ztrát.

V rámci práce je provedeno měření na dvoupólovém asynchronním motoru se jmenovitým výkonem 600W firmy ATAS Elektromotory Náchod a.s. T22VT512 (71-0512). V kapitole 5 je provedeno měření naprázdno a měření zatěžovací charakteristiky. Z těchto měření jsou určeny hodnoty ztrát motoru. Z výsledku měření a teoretických znalostí jsou vybrány metody pro snížení ztrát (kapitola 6). V rámci orientačního výpočtu jsou vybrány některé metody a simulovány v programu Maxwell. Nejprve bylo nutné sestavit model motoru, který vychází z dodané výkresové dokumentace a naměřených hodnot. Po přiblížení simulovaného modelu reálnému motoru byly provedeny jednotlivé simulace a zkoumán jejich vliv na snížení vybraných ztrát a tím i zvýšení účinnosti.

Jednou z možností zvýšení účinnosti motoru je snížení ztrát v magnetickém obvodu ΔP_{Fe} . Tohoto lze docílit dvěma způsoby. Použitím elektrotechnických plechů s lepším ztrátovým číslem anebo snížením magnetické indukce ve vzduchové mezeře prodloužením osově délky motoru. Pro simulování použití lepších plechů byly vybrány plechy firmy Surahammars Bruk [13]. Původní motor je sestaven z plechů M700-50A. Byly vybrány plechy, které by mohly být použitelné v motoru tohoto typu, a následně provedeny simulace (kapitola 7.3). Nejprve byly provedeny simulace v modulu RMXprt, z kterých byly následně vybrány plechy, u kterých je nárůst účinností největší, a ty byly simulovány v modulu 2D design. Byly vybrány plechy M600-50A, M530-50A, M330-50A, M600-65A, M470-65A, M400-65A, M330-35A. V rámci změny plechů na vybrané typy je možné při jmenovitém výkonu dosáhnout zvýšení účinnosti do jednoho procenta. Použití plechů s vyšším podílem křemíku je problematické z důvodu sycení magnetického obvodu a následného nárůstu magnetizačního proudu.

Další možností snížení ztrát v magnetickém obvodu ΔP_{Fe} je snížení hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje (kapitola 7.4). Hysterezní a vířivé ztráty jsou při zjednodušení přímo úměrné druhé mocnině magnetické indukce. Přesnější závislost znázorňují BH křivky materiálu. Pro zachování zatěžovací charakteristiky motoru je nutné při prodloužení stroje přepočítat počet závitů statorového vinutí umístěného v drážce statoru. Pomocí simulací v modulu RMXprt byla zjištěna závislost $N=f(l)$. Pro prodloužení motoru z 60mm do 100mm je možné závislost aproximovat jako přímku a z rovnice přímky při známé délce vypočítat potřebný počet závitů. Ze simulací bylo zjištěno, že je možné tímto způsobem zvýšit účinnost přibližně o jedno procento při prodloužení motoru o délce 60mm na délku 80mm a přepočtení původního počtu závitů v drážce 92 na 84 závitů. Dále již účinnost klesá vlivem zvýšení ztrát ve vinutí rotoru ΔP_r , způsobeném prodlužováním tyčí klece rotoru.

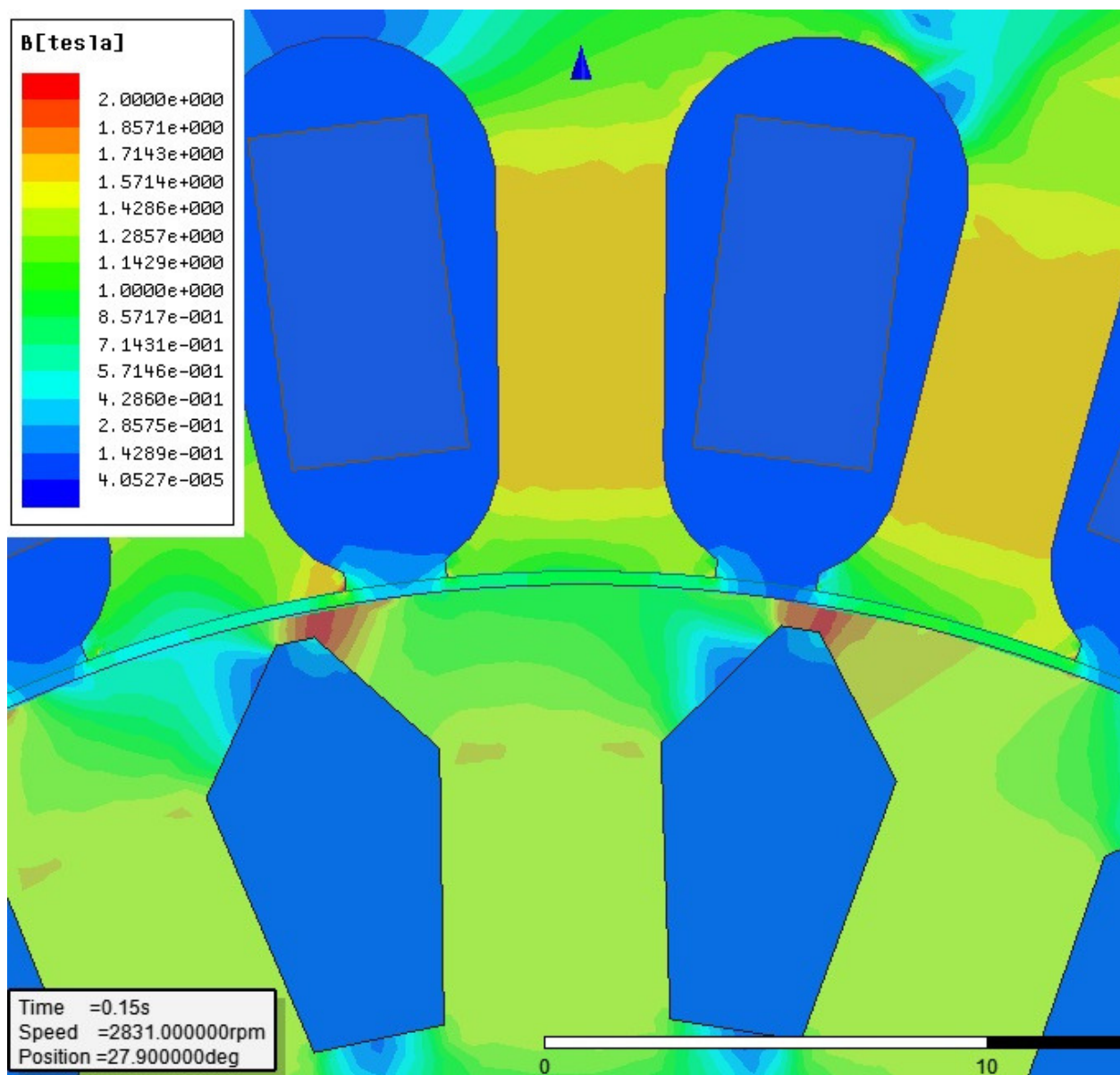
Zvýšení účinnosti je možné dosáhnout také snížením ztrát ve vinutí statoru ΔP_s (kapitola 7.5). Tyto ztráty je možné snížit zvětšením průměru použitého vodiče. V původním motoru byl použit vodič o průměru 0,53mm. Při zvětšení průměru na hodnotu 0,61mm je zvětšen činitel plnění vinutí $k_{p,Cu}$ z hodnoty 0,3 na hodnotu 0,4. Tímto způsobem je možné zvýšit účinnost až o dvě procenta, při použití vyššího plnění vinutí i více. Ideální by samozřejmě bylo pokusit se dosáhnout činitele plnění blízkého hodnotě 1. Zvyšování činitele plnění je ale problematické z hlediska současných použitých navijecích technologií.

Jako jednou z dalších možností je změna materiálu klece z hliníku na měď. Tato teoreticky účinná metoda zvýšení účinnosti ale naráží na spoustu problémů v praktickém využití. Hlavním problémem je velká hodnota teploty tavení mědi $\vartheta_{t,Cu}=1083^\circ\text{C}$ oproti teplotě tavení hliníku $\vartheta_{t,Al}=658^\circ\text{C}$. Vyšší teplota tavení klade velké nároky na výrobní technologie, jako jsou velké energetická náročnost při tavení nebo poškození struktury elektrotechnických plechů tepelným namáháním. Jednou z možností by bylo použití měděných tyčí, vložených do drážek rotoru, a následného svaření s měděnými kruhy a vytvořit tak klec ve formě svařence. Dále se při použití mědi při zachování původního tvaru drážky výrazně ovlivní zatěžovací charakteristika motoru. I přes tato omezení byly provedeny orientační výpočty (kapitola 7.6) v programu Maxwell. Při zachování původního tvaru drážky bylo dosaženo zvýšení účinnosti o dvě procenta a výrazné změny zatěžovací charakteristiky motoru. Řešením by bylo použití jiného tvaru drážky. Dále se při použití mědi zvýší hodnota nárazového proudu při spouštění motoru. Tento jev by mohl být omezen použitím rozběhové klece z materiálu s vyšším odporem.

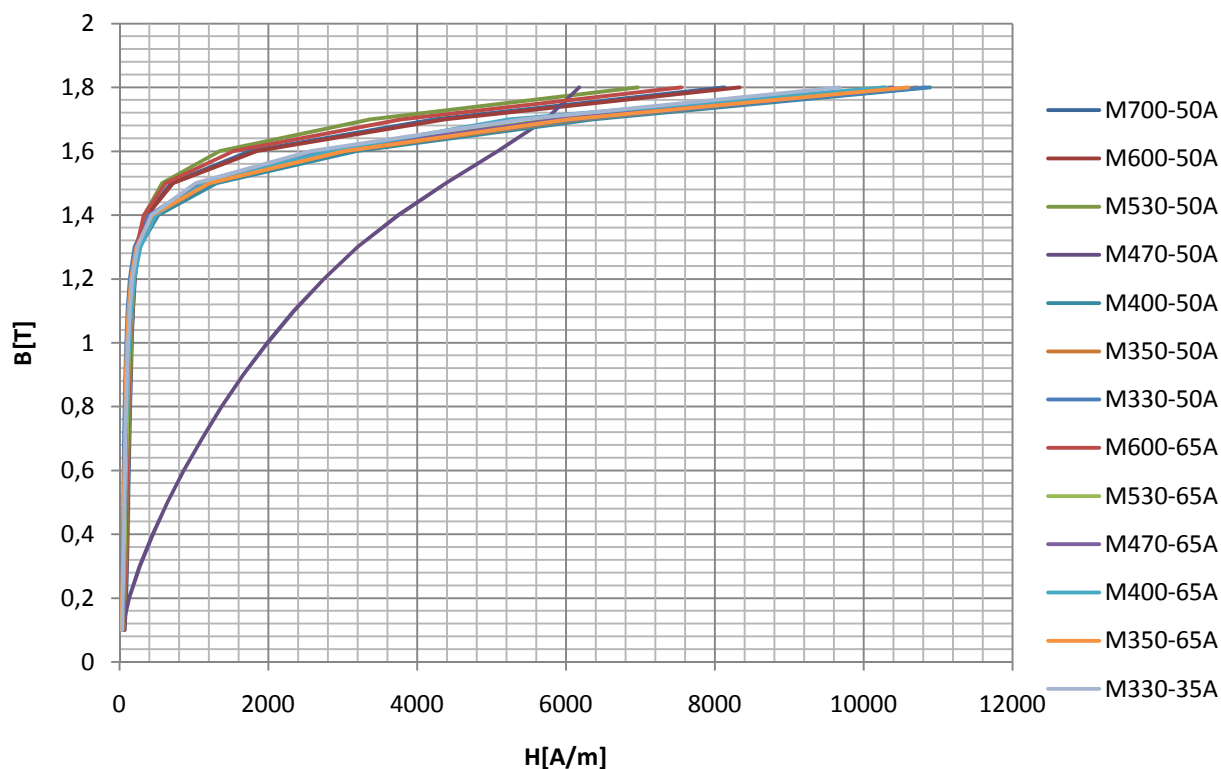
Zvýšení účinnosti je možné dosáhnout i snížením mechanických ztrát motoru ΔP_{fw} . Tyto ztráty zahrnují ztráty způsobené třením v ložiskách, ztráty třením rotoru o vzduch a ventilační ztráty. Jako účinná metoda se jeví použití účinnějšího ventilátoru. Zejména pokud je možné použít ventilátor uzpůsobený pro otáčení motoru pouze jedním směrem. U speciálních typů motorů je teoreticky možné uzavřít rotor do vakua a omezit tak ztráty třením rotoru o vzduch. Tohoto principu se používá při konstrukci gyroskopů.

V poslední části diplomové práce proběhlo měření prodlouženého prototypu motoru firmy ATAS. Typově se jedná o stejný motor, jaký byl použit při analýze ztrát v kapitole 5. Motor byl upraven zvětšením délky motoru z hodnoty 60mm na hodnotu 70mm. Dále byly přepočteny počty závitů statorového vinutí v drážce z hodnoty 92 závitů na 80 závitů a bylo použito vodiče s průměrem 0,56mm při zachování stejného činitele plnění vinutí (oproti původnímu vodiči průměru 0,53mm). Bylo provedeno měření naprázdno a měření zatěžovací charakteristiky (kapitola 8). Při porovnání charakteristik s původním motorem (kapitola 8.4) byla zjištěna následující fakta. Zatěžovací charakteristika prototypu je odlišná oproti původnímu motoru. Tento jev je způsoben přepočtem počtu závitů. Dle provedených simulací by bylo pro zachování zatěžovací charakteristiky nutné použít 88 závitů ve statorové drážce. Použití menšího počtu závitů ale umožnilo použití vodiče s větším průměrem při zachování stejného činitele plnění. Největší pokles ztrát je tak při výkonu prototypu 616,58W oproti původnímu motoru s výkonem 607,5W ve formě snížení ztrát ve vinutí statoru ΔP_s a ΔP_r . Ztráty ve vinutí rotoru poklesly díky snížení skluzu při dosažení stejného výkonu motoru. Ztráty v magnetickém obvodu ΔP_{fe} zůstaly přibližně stejné, v některých bodech zatěžovací charakteristiky i větší. Při provedení kontrolní simulace v modelu RMXprt bylo zjištěno, že hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře zůstala shodná s původním motorem. I přes zmíněné odchylky v zatěžovací charakteristice jsou provedené úpravy přínosem při zvýšení účinnosti při jmenovitém výkonu přibližně o 1,8% (viz kapitola 8.4).

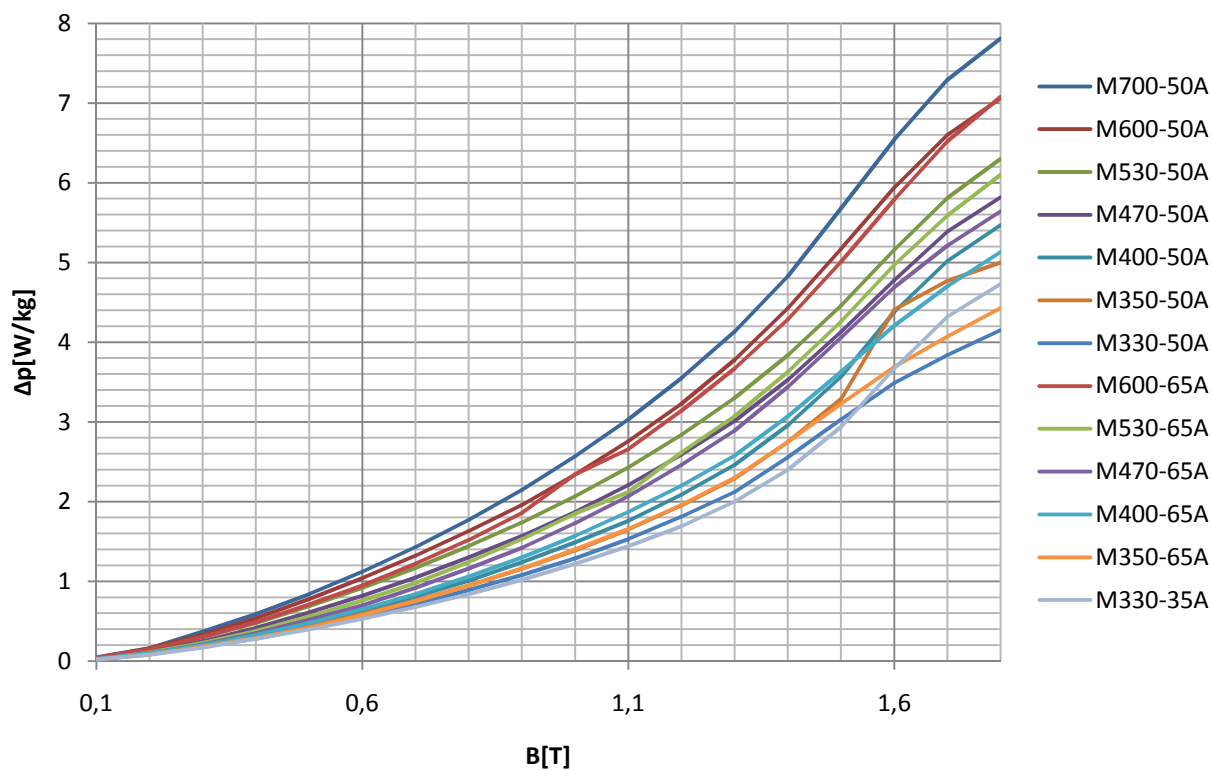
10 PŘÍLOHY:



Příloha 1 Průběh magnetické indukce B v zubech



Příloha 2 BH křivky vybraných plechů



Příloha 3 PB křivky při 50Hz vybraných plechů

LITERATURA

- [1] Motory. In: *Motory* [online]. 200? [cit. 2012-04-19]. Dostupné z: http://www.myinfo.sk/download/SKOLA/002-Motory_TYPY_33str.pdf
- [2] P94249-AC SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR. *JustGo Technology* [online]. ©2010 [cit. 2012-04-19]. Dostupné z: <http://www.pci-pcmcia-express.com/P94249-AC-SQUIRREL-CAGE-INDUCTION-MOTOR>
- [3] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Elektrické stroje*. VUT, 199?. Skriptum. VUT.
- [4] HÁJEK, Vítězslav. *Asynchronní mikrostroje*. Brno, 2009.
- [5] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1958. ISBN 36 174-57.
- [6] PETROV, G. N. *Elektrické stroje 2: Asynchronní stroje - synchronní stroje*. 1. vyd. Praha: Acamedia Praha, 1982. ISBN 509-21-857.
- [7] *Měření na elektrických strojích*. Praha: České vysoké učení technické, 1970, 99 s.
- [8] BARTOŠ, Václav a Bohumil SKALA. *Měření na elektrických strojích*. 2. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2006, 109 s. ISBN 80-7043-447-3.
- [9] HELLER, Bedřich a Václav HAMATA. *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*. Vyd. 1. Praha: Nakladatelství Československé akademie věd, 1961, 202 s.
- [10] ALBERTI, Luigi, Nicola BIANCHI, Aldo BOGLIETTI a Andrea CAVAGNINO. *Core Axial Lengthening as Effective Solution to Improve the Induction Motor Efficiency Classes*. In: *PsDUA@research: Padova Digital University Archive* [online]. September 30, 2011 [cit. 2012-12-01]. Dostupné z: http://paduaresearch.cab.unipd.it/4310/1/ECCE_CoreAxialLengthening_presentation_web.pdf
- [11] SAMEŠ, Miroslav. *Multikriteriální optimalizace asynchronního stroje*. In: *Elektrorevue: časopis pro elektrotechniku* [online]. 17.11.2002 [cit. 2012-12-01]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02055/index.html>
- [12] KOPYLOV, I. P. a kol.: *Stavba elektrických strojů*. SNTL, Praha, 1988. ISBN04-532-88
- [13] Non-oriented fully processed electrical steels. *Surahammar Bruk* [online]. 2013 [cit.2013-05-16]. Dostupné z: http://www.sura.se/Sura/hp_main.nsf/startupFrameset?ReadForm
- [14] ČSN EN 60034-2-1 (350000). *Točivé elektrické stroje: Část 2-1: Standardní metody určování ztrát a účinnosti ze zkoušek (s výjimkou strojů pro trakční vozidla)*. Praha: Český normalizační institut, 2008.
- [15] HALFAR, T. *Zvýšení účinnosti asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 36s. Vedoucí semestrální práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [16] HALFAR, T. *Zvýšení účinnosti asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 32s. Vedoucí semestrální práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..